

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

12

EUROPEAN PATENT APPLICATION

21 Application number: 80302927.1

51 Int. Cl.³: H 04 L 27/18
 H 03 C 3/00

22 Date of filing: 22.08.80

30 Priority: 31.08.79 US 71734

43 Date of publication of application:
 01.07.81 Bulletin 81/26

84 Designated Contracting States:
 AT BE CH DE FR GB IT LI LU NL SE

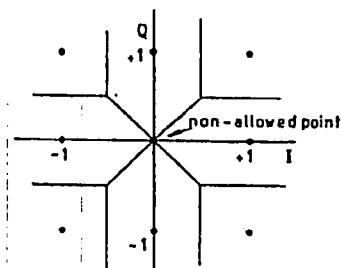
71 Applicant: Paradyne Corporation
 8550 Ulmerton Road
 Largo Florida 33541(US)

72 Inventor: Armstrong, Thomas R.
 6996 122nd Drive North
 Largo, Florida 33540(US)

74 Representative: Abbott, David John et al,
 Abel & Imray Northumberland House 303-306 High
 Holborn
 London, WC1V 7LH(GB)

54 Double sideband quadrature carrier modulation system and method of mapping in the complex plane the point constellation of such a system.

57 An improved method and system are provided for the complex plane mapping of the signal structure constellation for double sideband quadrature carrier modulation. All points are mapped in an $N \times N$ constellation having 90° symmetry about the origin. All points in excess of 2^M and any point appearing at origin are omitted. Any point, in each quadrant further spaced from the origin than any other point in that quadrant are relocated. "N" and "M" are integers.



3x3 Constellation Decision Regions
 FIG.1

EP 0 031 193 A1

TITLE MODIFIED
see front page

- 1 -

DOUBLE SIDE BAND - QUADRATURE CARRIER MODULATION SIGNAL
STRUCTURES

BACKGROUND OF THE INVENTION

The present invention relates to high-speed data transmission and in particular to signal structures for double side band quadrature carrier (DSB-QC) modulation.

- 5 In U.S. Patent 3,887,768 issued June 3, 1975 to Formey, Jr., et al for SIGNAL STRUCTURES FOR DOUBLE SIDE BAND QUADRATURE CARRIER MODULATION the inherent advantages of DSB-QC over single-sideband (SSB) and vestigial-sideband (VSB) are discussed in detail. Briefly,
- 10 DSB-QC system can be designed to have a much greater insensitivity to phase jitter on the line, or to phase error in the recovered carrier than SSB or VSB signals while permitting a coherent local demodulation carrier to be derived from the received data without requiring
- 15 transmission of a carrier or pilot tone.

- The previously mentioned U.S. Patent 3,887,768 describes a DSB-QC modulation system in which the signal points are mapped in the complex plane on concentric rings the signal points of which are rotated by 45° from
- 20 those of the next adjacent ring. While the disclosed DSB-QC constellations combat the combined effects of noise and phase jitter as discussed in the reference, in fact, improvements in the state-of-the art carrier

- 2 -

equipment has itself contributed substantially to the reduction of phase jitter on many communication channels so that signal constellations designed to provide the best compromise performance between noise and phase jitter are no longer optimum in the sense of overall performance, wherein the "best" performance is defined as lowest overall bit error rate.

In order to attain higher data rates in a given bandwidth, higher signal-to-noise ratios in the communications media are required. As higher signal-to-noise ratios are required, constellations for more signal-to-noise efficient signals are necessary. In the presence of noise alone, signal constellations with points equally spaced on a square grid provide a near optimum performance. Moreover, such a pattern permits simple encoding at the transmitter and simple decoding or detection at the receiver. It is known that for a given error rate and bandwidth a square grid constellation offers better signal/noise performance than a comparable concentric ring type constellation. In fact, for example, a well known ring type constellation employing 16 points for 9600 bit transmission in a Nyquist bandwidth of 2400 Hz requires 1.3 dB greater signal/noise ratio for a given symbol error rate than a comparable square grid constellation. The well known concentric ring constellation discussed above is that proposed by CCITT Recommendation V29 (offered commercially by Paradyne Corporation of Largo Florida as its MP-96 Data Modem). The square grid constellation is employed by Bell System in their model 209 Data Set.

The sacrifices paid for the greater signal to noise ratio of the square grid pattern over the concentric ring pattern are that:

- 3 -

1. The number of usable points must equal 2^M where M is an integer and thus M can only equal 2, 4, 8, 16, etc. As a result a grid such as 3 x 3 could not be used.

5 2. As the number of points increases the distance from the origin of the furthest point relative to the root mean square distance increases rapidly. Since the distance from the origin is proportional to the voltage necessary to generate the point, the peak to average
10 voltage ratio becomes large and may lead to clipping in most communication media.

In view of the above, it is the principal object of the present invention to provide improved DSB-QC signal structures developed to provide near optimum
15 performance in the presence of noise.

A further object is to provide such signal structures which allow simple encoding and decoding or detection.

A still further object is to provide such signal
20 structures wherein the points in each of the four quadrants may be differentially phase encoded such that an absolute carrier reference is not necessary.

Other objects and advantages will be self-evident from the description of the preferred
25 embodiments of the invention.

SUMMARY OF THE INVENTION

The above and other beneficial objects and advantages are attained in accordance with the present invention by providing double side band - quadrature
30 carrier modulation signal structures wherein the constellations are composed of $N \times N$ points (N being an integer) having 90° symmetry in a modified square grid wherein for each quadrant all points which are at

- 4 -

the origin or further spaced from the origin than any other point are relocated or omitted. Points are omitted if the square grid is composed of more than 2^M points (M being an integer) to reduce the number of points to 2^M . Points that are relocated are brought closer to the origin and preferably to a location wherein the complexity of decoding is minimized (i.e., on an axis or on an extrapolated point on the grid).

According to another aspect of the present invention there is provided a double sideband quadrature carrier modulation system comprising input means for receiving data representable as M-bit groups in succession, means responsive to each received M-bit group to produce signals respectively representing the co-ordinate values of a point selected in response to the M-bit group from among 2^M points disposed with 90° symmetry about the origin in a square array of $N \times N$, omitting any point appearing at the origin and any points in excess of 2^M , and in which array the point in each quadrant which is furthest from the origin is relocated, and modulating means responsive to said signals to modulate corresponding quadrature phases of a carrier.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

In the accompanying drawings:

FIGURE 1 depicts a 3×3 constellation which contains eight possible points;

FIGURE 2 depicts a 6×6 constellation which contains thirty-two possible points;

FIGURE 3 depicts a possible encoding scheme for a 6×6 constellation;

FIGURE 4 illustrates differential gray coding of the quadrants to eliminate the need for a carrier phase reference;

- 5 -

FIGURE 5 depicts prior art related to a 8 x 8 constellation;

FIGURE 6 depicts a modified 8 x 8 constellation;

FIGURE 7 depicts another modified 8 x 8 constellation; and

FIGURE 8 is a block diagram of one example of a system embodying the present invention;

DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

Data rates heretofore employed for digital signalling over telephone channels may be expressed as 2400×2^M where M is an integer. The standard rates attained therefore are 2400, 4800 and 9600 bits per second where M = 0, 1, and 2 respectively. To conveniently attain these rates, modems which are switchable and therefore provide all rates usually signal at a symbol rate of 2400 symbols per second. Transmission at 2400 bps requires one bit to be encoded into one of two possible phases each symbol time. 4800 bps requires two bits to be encoded into one of four possible phases each symbol time and 9600 bps requires four bits to be encoded into sixteen points. The means for encoding and a method for implementing the encoding scheme are set forth in the previously mentioned U.S. Patent 3,887,768.

In a modem providing 2400, 4800 and 9600 bps operation it is desirable to provide also the rate of 7200 bps particularly since certain terminals are designed to operate at 7200 bps. To obtain this rate, it is necessary to obtain 3 bits per symbol or eight possible points. In accordance with the present invention, the signal constellation of Figure 1 provides this function as it allows three bits to be encoded into eight possible points. To obtain eight points on a

- 6 -

square constellation, the dimensions of the square must be at least 3 x 3 since anything less would not provide sufficient points. The set of points may be represented by the co-ordinates +1, 0, -1 on the in-phase and quadrature axes. In accordance with the present invention the zero point is eliminated thereby leaving the required eight points. Not allowing the zero point to occur has advantage of permitting continuous tracking of the carrier phase since reception of the 0,0 point does not convey carrier phase information. Since the 0,0 point has been eliminated no determination need be made as to whether or not the furthest point from 0,0 in each quadrant is further than all other points and no point relocating need be done.

The eight possible phases shown in Figure 1 are differentially encoded such that an absolute carrier phase is not required.

Figure 2 illustrates one quadrant of a 6 x 6 constellation which can be used to yield a data rate of 12,000 bits per second for a symbol rate of 2400 symbols per second. In this case each symbol is represented by 5 bits hence $2^M = 2^5 = 32$ and thus $N \times N$ must exceed 32. The lowest value for N is hence 6. Accordingly, 6 levels are allowed on each axis, but only 32 possibilities are permitted since for each symbol time five bits are encoded into a point. There are thus for non-allowed points which would occur at co-ordinates (-5,-5), (-5,5), (5,-5) and (5,5). Omitting these points minimizes the peak to average power level of the transmitted signal.

Figure 3 illustrates one candidate coding scheme for the constellation of Figure 2 wherein the first two bits denoted by XX are differentially encoded between quadrants such that a carrier phase reference is not necessary. Differential coding of the first two bits between quadrants of the scheme of Figure 3 to eliminate the requirement for a carrier phase reference is shown in Figure 4.

- 7 -

To achieve a data rate of 14,400 bps at a symbol rate of 2400 symbols per second requires 6 bits to be encoded into one of sixty-four possible points each symbol time. This may be accomplished in accordance with the scheme of Figure 5 which illustrates the prior art wherein all sixty-four points are spaced equally with respect to the in-phase and quadrature axes. However, the points located at co-ordinates $(-7,-7)$, $(-7,7)$, $(7,-7)$ and $(7,7)$ cause a relatively high peak to average power ratio because of their maximal distance from point 0,0 (i.e., at the extreme points the power requirement is $24.5A^2$). Two modifications to the constellation of Figure 5 in accordance with the present invention which yield a lower peak to average power ratio yet which preserve equal spacing on each axis and which provide symmetry in all four quadrants are illustrated in Figures 6 and 7. This is accomplished in each case by relocating the point in each quadrant further spaced from the origin than any other point (i.e., $7,7$; $-7,7$; $7,-7$ and $-7,-7$) to positions closer than the origin.

20 In Figure 6, the point at $(7,7)$ is relocated to $(9,1)$. Similarly, the point at $(-7,7)$ is relocated to $(-1,9)$. $(-7,-7)$ is relocated to $(-9,-1)$ and $(7,-7)$ is relocated to $(1,-9)$.

25 In Figure 7, the point at $(7,7)$ is relocated to $(9,0)$. Similarly, the point at $(-7,7)$ is relocated to $(0,9)$. $(-7,-7)$ is relocated to $(-9,0)$ and $(7,-7)$ is relocated to $(0,-9)$.

In each case the danger of the signal being clipped is significantly reduced since the peak power requirement is reduced by 0.8 dB as indicated in Figures 6 and 7.

Figure 8 shows in block diagrammatic form one example of apparatus for encoding serial binary data in double sideband quadrature carrier modulation form according to the invention. The input data is received via a line 1 by an M-bit shifting register 2. Every M clock cycles the

- 8 -

M-bit number stored in the register 2 is transferred to a buffer store 3 under control of signals derived from a clock oscillator 4 by a divide-by-M circuit 5. The M-bit number in the store 3 is used as an address input for a read-only-memory 6 which stores the co-ordinates of the point of the constellation corresponding to the number stored in the store 3 and produces these on output conductors 7 and 8 respectively. The data output from the ROM 6 on the conductors 7 and 8 is converted to analogue form by converters 9 and 10 respectively at instants determined by the outputs of the divide-by-M circuit 5. After passing through low pass filters 11 and 12 respectively the analogue signals from the converters 9 and 10 are applied to respective modulators 13 and 14 to which in phase and quadrature carrier oscillations are applied directly from a carrier oscillator 15 and via a quadrature wave phase shifting circuit 16. The outputs of the modulators 13 and 14 are combined in a circuit 17 to produce the required output signal on a conductor 18.

20 The operation of the circuit of Figure 8 is quite straightforward and can readily be understood from consideration of the foregoing description and the disclosure in the previously mentioned United States Patent Specification No. 3 887 768.

25 The encoded signal can be decoded by a circuit similar to that shown in Figure 8 to reproduce the transmitted data in suitable form. It will be appreciated that the system described is only one example of possible systems embodying the present invention and many modifications could be made to the described circuit which will be apparent to one skilled in the art.

- 9 -

Claims:

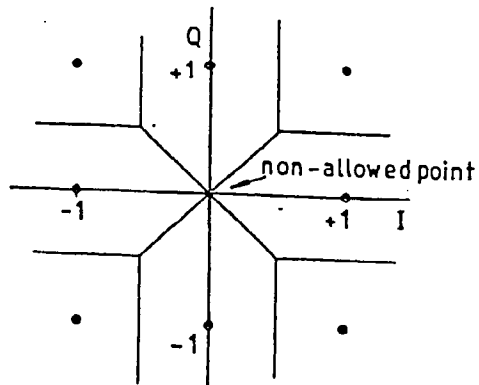
1. A method of mapping in the complex plane the point constellation of a double sideband - quadrature carrier modulation system wherein each symbol conveys M bits of information comprising the steps of:
 - 5 (a) mapping the points in a constellation composed of $N \times N$ points (N being an integer) having 90° symmetry about the origin;
 - (b) omitting any point appearing at the origin;
 - (c) omitting any points in excess of 2^M (M being
10 an integer); and
 - (d) relocating any point in each quadrant further spaced from the origin than any other point.
2. A method in accordance with claim 1 wherein $M = 3$, $N = 3$, the points are arranged along -1, 0 and +1 along
15 each axis and the origin point (0,0) is omitted.
3. A method in accordance with claim 1 wherein $M = 5$, $N = 6$, the points are arranged on -5, -3, -1, 1, 3 and 5' along each axis, and the points at 5,5; -5,5; 5,-5; and -5,-5 are omitted.
- 20 4. A method in accordance with claim 1 wherein $M = 6$, $N = 8$; the points are arranged at -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5 and 7 along each axis, and the points located at (7,7), (-7,7), (7,-7) and (-7,-7) are relocated to (9,1), (-1,9), (1,-9) and (-9,-1) respectively.
- 25 5. A method in accordance with claim 1 wherein $M = 6$, $N = 8$, the points are arranged at -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5 and 7 along each axis and the points located at (7,7), (-7,7), (7,-7) and (-7,-7) are relocated to (9,0), (0,9), (0,-9) and (-9,0) respectively.
- 30 6. A double sideband quadrature carrier modulation system comprising:
input means for receiving data representable as M-bit groups in succession,

- 10 -

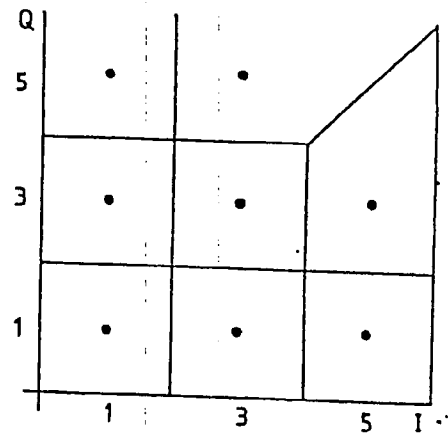
means responsive to each received M-bit group to produce signals respectively representing the co-ordinate values of a point selected in response to the M-bit group from among 2^M points disposed with 90° symmetry about the origin in a square array of $N \times N$, omitting any point appearing at the origin and any points in excess of 2^M , and in which array the point in each quadrant which is furthest from the origin is relocated, and

modulating means responsive to said signals to modulate corresponding quadrature phases of a carrier.

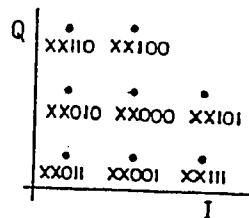
7. A system according to claim 6 wherein $M = 3$, $N = 3$, the points are arranged along -1, 0 and +1 along each axis and the origin point (0,0) is omitted.
8. A system according to claim 6 wherein $M = 5$, $N = 6$, the points are arranged on -5, -3, -1, 1, 3 and 5 along each axis, and the points at 5,5; -5,5; 5,-5; and -5,-5 are omitted.
9. A system according to claim 6 wherein $M = 6$, $N = 8$, the points are arranged at -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5 and 7 along each axis, and the points located at (7,7), (-7,7), (7,-7) and (-7,-7) are relocated to (9,1), (-1,9), (1,-9) and (-9,-1) respectively.
10. A system according to claim 6 wherein $M = 6$, $N = 8$, the points are arranged at -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5 and 7 along each axis and the points located at (7,7), (-7,7), (7,-7) and (-7,-7) are relocated to (9,0), (0,9), (0,-9) and (-9,0) respectively.



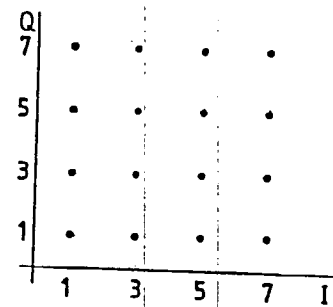
3x3 Constellation Decision Regions
FIG.1



6x6 Constellation QAM
Decision Regions (Quadrant 1 only
shown)



12000 bps-Modified 6x6
FIG.3



14400 bps 8x8 Constellation
(Quadrant 1 only shown)
FIG. 5 Prior Art

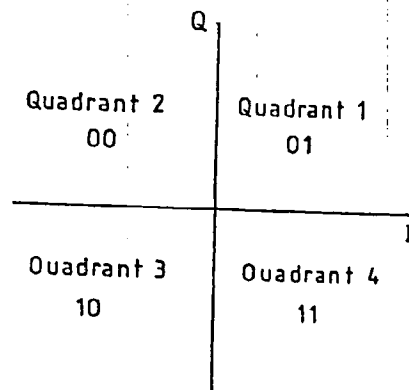


FIG.4

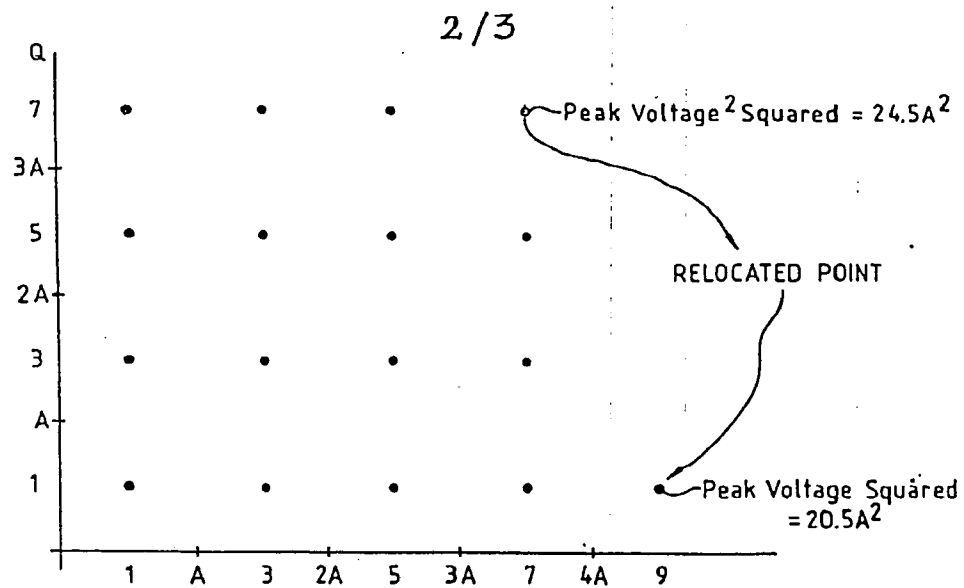


FIG.6

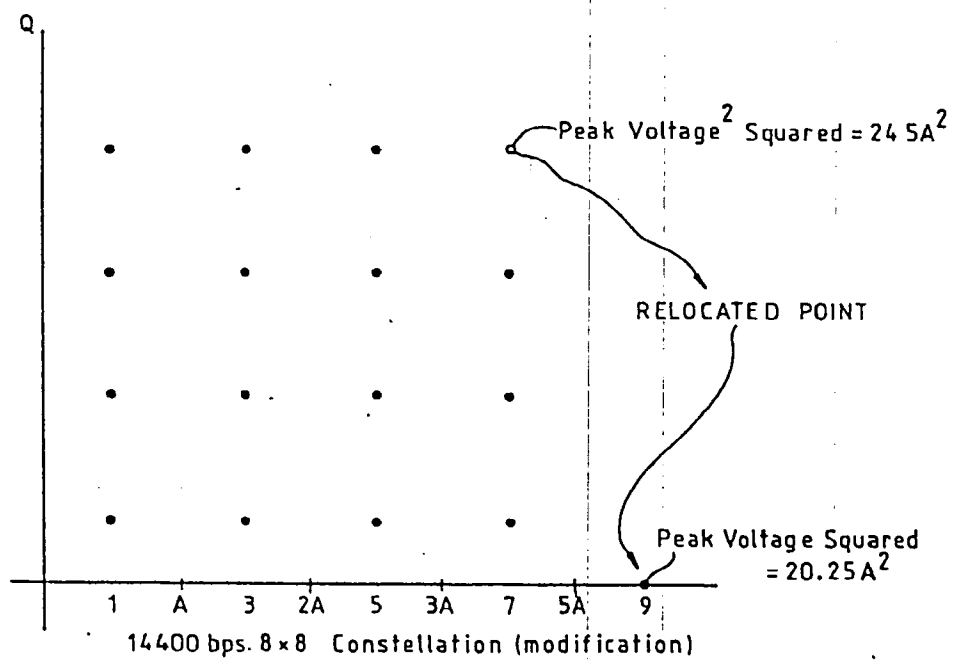


FIG.7

3/3

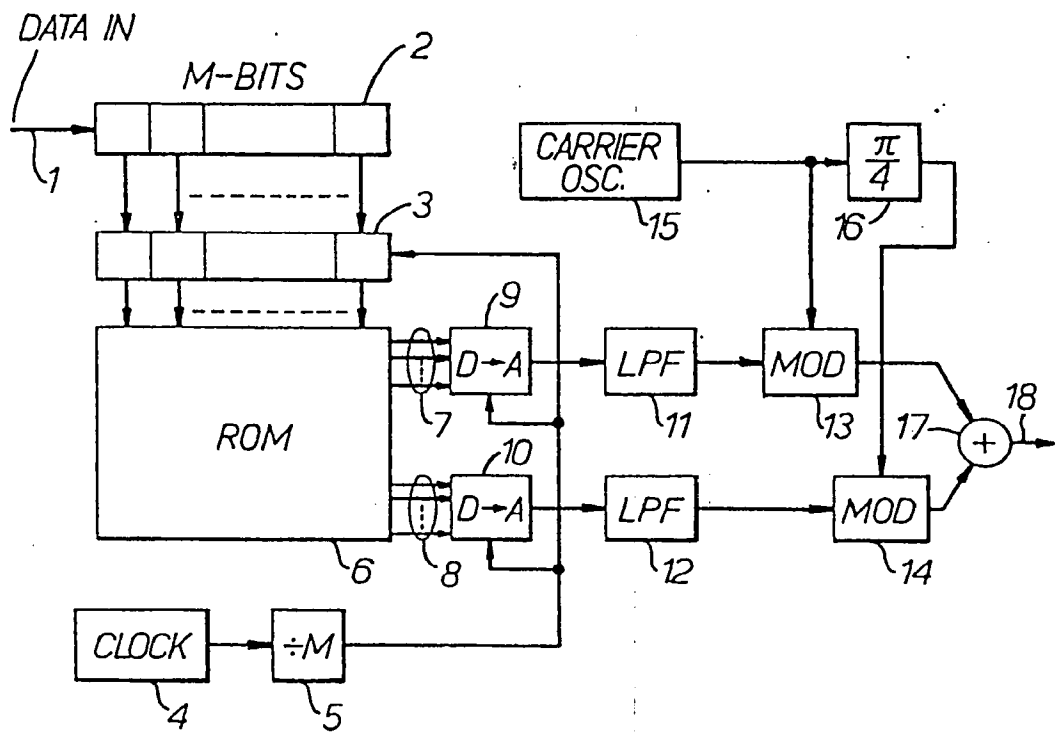


FIG. 8.



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

0031193

Application number

EP 80302927.1

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int. Cl. 3)
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	
D	<u>GB - A - 1 356 179</u> (KOKUSAI DENSHIN) + Page 2, lines 13-111; page 3, lines 88-129; fig. 1-7, 12, 13 + --	1,6	H 04 L 27/18 H 03 C 3/00
	<u>US - A - 3 887 768</u> (FORNEY) + Column 1, line 1 - column 6, line 2; fig. 1-4b, 6 + --	1,6	
	<u>GB - A - 1 530 417</u> (CSELT) + Page 1, line 60 - page 4, line 36; fig. 1-5 + --	1,6	TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int. Cl. 3)
	<u>US - A - 3 988 539</u> (MOTLEY) + Column 4, line 1 - column 8, line 51; fig. 1-6 + --	1,6	H 04 L 27/00 H 03 C 3/00 H 03 D 3/00 H 03 K 7/00 H 03 K 9/00
	<u>GB - A - 1 516 040</u> (INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES) + Page 1, line 22 - page 2, line 47 + -----	1	CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X: particularly relevant A: technological background O: non-written disclosure P: intermediate document T: theory or principle underlying the invention E: conflicting application D: document cited in the application L: citation for other reasons Δ: member of the same patent family, corresponding document
X	The present search report has been drawn up for all claims		
Place of search VIENNA		Date of completion of the search 04-12-1980	Examiner HAJOS

RADIO EQUIPMENT

Patent Number: JP57039629
 Publication date: 1982-03-04
 Inventor(s): NAKANISHI TETSUAKI; others: 01
 Applicant(s): MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
 Requested Patent: ☐ JP57039629
 Application Number: JP19800115673 19800821
 Priority Number(s):
 IPC Classification: H04B1/16; H04L27/22
 EC Classification:
 Equivalents: JP1369725C, JP61037813B

Abstract

PURPOSE: To avoid the necessity of providing a system switching means at the panel side, by detecting the reception of a digital modulation signal and switching the reception output of a digital demodulating circuit and an FM demodulation circuit.

CONSTITUTION: A detection circuit 20 supplies a detection signal to a voltage comparison circuit 19. The voltage comparison circuit 19 outputs a signal switching signal by taking an output of a signal selection circuit 23 for a digital demodulation signal the absolute value of the detection signal is greater than the comparison voltage of a constant voltage generating circuit 18 as the reception of the digital modulation signal, and for an FM demodulation signal when smaller than the comparison voltage as the reception of the FM modulation signal. This demodulation signal output is amplified at an amplifying circuit 24 and applied to the output terminal of a demodulation signal 25 as the output for speakers and the like.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑩ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭57—39629

⑬ Int. Cl.³

H 04 B 1/16

H 04 L 27/22

識別記号

庁内整理番号

6442—5K

7240—5K

⑭ 公開 昭和57年(1982)3月4日

発明の数 1

審査請求 未請求

(全 3 頁)

⑮ 無線機

⑯ 特 願 昭55—115673

⑰ 出 願 昭55(1980)8月21日

⑱ 発 明 者 中西徹明

横浜市港北区綱島東四丁目3番

1号松下通信工業株式会社内

⑲ 発 明 者 佐々木実知夫

横浜市港北区綱島東四丁目3番

1号松下通信工業株式会社内

⑳ 出 願 人 松下電器産業株式会社

門真市大字門真1006番地

㉑ 代 理 人 弁理士 中尾敏男 外1名

明 細 書

1、発明の名称

無線機

2、特許請求の範囲

デジタル変復調方式とFM変復調方式に共用する無線機において、受信信号から検出されるビット同期信号の信号強度を或る設定された比較値と比較することによりデジタル変調信号が受信されていることを検出する検出手段と、上記検出手段の出力によりデジタル復調回路の受信出力とFM復調回路の受信出力を切替える手段を有することを特徴とする無線機。

3、発明の詳細な説明

本発明はデジタル変復調方式とFM変復調方式に共用する無線機に関するものでその切換を容易にすることを目的とする。

従来、デジタル変復調方式とFM変復調方式に共用する無線機においてはいずれかの変調信号が受信された場合でも2つの変復調回路が前面パネル等に設けられた選択スイッチ等によって、い

2ページ

ずれかの変復調回路のみ動作するような構成になっているため前面パネル等の選択スイッチ等による指定でたまたま適合した変調回路に設定されていた場合は適正な受信ができたが、他の変調回路に設定されていた場合は適正な受信ができないという欠点があった。

本発明はこれらの欠点を除去したもので、以下図面を用いてその一実施例を説明する。

受信信号入力端子1に供給された受信信号は受信増幅回路2により増幅および周波数変換され、波形成形回路3とFM検波回路21に送られる。FM検波回路21の出力は増幅回路22で適正なレベルに増幅され、信号選択回路23へFM復調信号として与えられる。波形成形回路3の出力は矩形波に成形されて位相比較回路4に供給される。位相比較回路4の出力信号は低減周波回路5により、信号伝送速度に適した周波数帯域制限を行ない、増幅回路6により適切な信号強度に増幅する。増幅回路6の出力信号は電圧制御発振回路9へ自動位相制御ループの制御信号として、位相等化回

路10へPSKの復調信号として、全波整流回路14へビット同期信号としてそれぞれ供給される。電圧制御発振回路9は増幅回路6からの制御電圧により発振周波数が制御され、出力信号は増幅回路8により適切な信号強度に増幅され、波形整形回路7により矩形波に成形されて位相比較回路4に帰還する。4〜9よりなる回路をPSK変調された受信信号の得られる波形整形回路3の出力側に接続することにより増幅回路6の出力にPSKの復調信号が得られることは容易に理解することができるため説明は省略する。増幅回路8からのPSK復調信号は位相等化回路10により受信回路の位相歪みを補正し、増幅回路11にて適切な信号強度に増加されデータ復調回路12にてデジタルデータを復調し、D/A変換回路13にてアナログ信号に変換され、これを信号選択回路23へデジタル復調信号として供給する。また、全波整流回路14は増幅回路6からのPSK復調基底帯信号を全波整流することにより再底帯信号に含まれるビット同期信号の2倍の周波数信号を発

生させ、狭帯域濾波回路16によりビット同期信号の2倍の周波数成分だけを増幅回路18に供給する。

増幅回路18の出力信号はビット同期信号発生回路17および検波回路20に供給されビット同期信号発生回路17では増幅回路18からの信号を波形成形、1/2分周することにより、ビット同期信号を発生しデータ復調回路およびD/A変換回路13に供給する。また、検波回路20はビット同期信号の2倍の周波数信号を検波し、この検波信号を電圧比較回路19に供給する。電圧比較回路19では定電圧発生回路18の比較電圧とこの検波信号の絶対値を比較し、信号選択回路23への信号切替信号を作る。すなわち、検波信号の絶対値が比較電圧より大きい時はデジタル変調信号が受信されているとして、デジタル復調信号を、また比較電圧より小さい時はFM変調信号が受信されているとして、FM復調信号を信号選択回路23の出力とするように、信号切替信号を出力する。復調信号出力は増幅回路24で増幅さ

れ、復調信号25の出力端子へスピーカ等への出力として送られる。

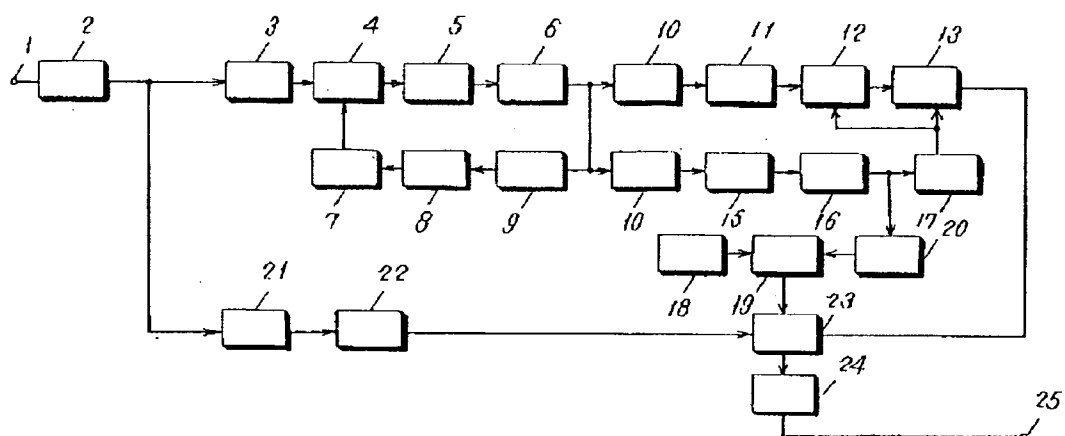
以上のように本発明においてはFM変復調方式とデジタル変復調方式に共用する無線機において、変調信号を受信した時の変復調回路の自動切替をおこなうようにしているためにパネル側にわざわざ方式切替手段を設ける必要がなく操作性が大幅に向上し工業的価値は大である。

4、図面の簡単な説明

図面は本発明の一実施例における無線機の回路構成を示すブロック図である。

4……位相比較回路、14……全波整流回路、
20……検波回路、19……電圧比較回路、23
……信号選択回路。

代理人の氏名 弁理士 中 尾 敏 男 ほか1名



RADIO EQUIPMENT

Patent Number: JP58161427
Publication date: 1983-09-26
Inventor(s): TODA YOSHIFUMI; others: 02
Applicant(s): FUJITSU KK
Requested Patent: ☐ JP58161427
Application Number: JP19820042267 19820317
Priority Number(s):
IPC Classification: H04B1/06
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To realize an automatic switching having high reliability without affected by an external noise, by providing a switching circuit automatically selecting a reception circuit of FM system when a PLL is unlocked and that of digital modulation system when locked, relating to a radio equipment both for FM and digital modulation system.

CONSTITUTION: When a signal to be modulated is an FM-modulation signal, since a PLL14 included in a reception circuit 5 is unlocked, an unlocked signal 7a is given to a changeover circuit 8 from an unlocked detection circuit 7. The circuit 8 is selected to the position as shown by dotted lines in Figure, an FM reception circuit 4 is selected automatically and the reception state of the FM system is established automatically. When the signal to be modulated is a digital modulation signal, since the PLL14 is locked no signal 7a is transmitted from the circuit 7. The switching circuit 8 keeps the state as shown by solid lines in Figure, a digital reception circuit 5 is selected and the reception state of the digital modulation system is established automatically.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭58-161427

⑤ Int. Cl.³
H 04 B 1/06
// H 04 B 7/26

識別記号

庁内整理番号
7335-5K
6429-5K

⑬ 公開 昭和58年(1983)9月26日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 3 頁)

⑭ 無線装置

⑯ 特 願 昭57-42267

⑰ 出 願 昭57(1982)3月17日

⑱ 発 明 者 戸田善文
川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

⑲ 発 明 者 池ヶ谷賢一

⑲ 発 明 者 古賀寿浩

川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

⑳ 出 願 人 富士通株式会社
川崎市中原区上小田中1015番地

㉑ 代 理 人 弁理士 松岡宏四郎

明 細 書

1. 発明の名称 無 線 装 置

2. 特許請求の範囲

F M方式及びデジタル変調方式の受信回路を備えた無線装置において、被変調信号を受信した際に、デジタル復調器に含まれるPLLが非同期状態か同期状態かを検出する回路と、該回路の出力信号によって前記PLLが非同期状態の時はF M方式の受信回路を又は同期状態の時はデジタル変調方式の受信回路を自動的に選択する切替え回路とを備えることを特徴とする無線装置。

3. 発明の詳細な説明

(1) 発明の技術分野

本発明はF M方式およびデジタル変調方式両用の無線装置に係り、特に受信された被変調信号の方式に応じて受信回路を自動的に切替える無線装置に関する。

(2) 技術的背景

移動無線通信分野においては、音声等のアナログ信号を周波数変調するいわゆるF M方式が一

般的であるが、近年占有周波数帯域幅の狭いデジタル変調方式が開発されたことに伴い、当該分野にもデジタル変調方式を導入することが検討されている。このデジタル変調方式は、音声等のアナログ信号又は画像データのデジタル信号を適当にデジタル符号変換してから周波数変調又は位相変調して伝送する方式であり、既存のF M方式では実現が困難であった高度の秘話性やデータ伝送への適合性の特徴も有するので、今後F M方式からデジタル変調方式に順次移行することが予想される。

このような移行の過程においては両方式が混在するものであり、両方式に適合する機能を備えた無線装置は有用なものである。

(3) 従来技術と問題点

第1図は従来技術によるF M方式およびデジタル変調方式両用の無線装置の受信機の構成例を示す図である。この種の受信機は、空中線1、高周波回路2および中間周波数回路3は両方式に共用され、F M受信回路4およびデジタル受信

回路5は各方式別に備えられ、伝送方式に応じて切替えスイッチ8を操作して、切替えるのが一般的である。しかし、移動無線通信でFM方式とデジタル変調方式とが混在する場合、送信側がどの方式で送信するかを知らずに待機すると、被変調信号を受信した際に雑音が生じるだけで直ちに通信態勢がとれないという状態が、起り得るので、あらかじめ送信側がどの方式で送信するか知っておき、これに適合する受信回路に切替えておかなければならないという不便があった。

(4) 発明の目的

本発明の目的は、上記の問題を解決する無線装置を提供することにある。

(5) 発明の構成

すなわち本発明は、FM方式およびデジタル変調方式の受信回路を備えた無線装置において、受信された被変調信号がFM方式かデジタル変調方式かによってデジタル復調器に含まれるフェーズ・ロックド・ループ(以下「PLL」という。)が非同期状態か同期状態かのいずれかになることと相

同期状態にあるか非同期状態にあるかを監視し、非同期状態を検出した時は同期外れ信号7aを発生する同期外れ検出回路である。PLL14の非同期状態を検出する方法としては、PLL14を構成する前記示されていない位相比較回路の出力を利用する方法も考えられるが、本実施例ではPLL14の入力信号5cおよび出力信号5dを同期外れ検出回路7に引込み、両信号の位相差が大きい場合非同期状態と判定して同期外れ信号7aを発生する方法の場合を示してある。

第2図における8は、受信された被変調信号の方式に適合するFM受信回路4又はデジタル受信回路5を選択する切替え回路で、待機時は図に示すようにデジタル受信回路5側にセットされ、被変調信号を受信した際に同期外れ検出回路7より同期外れ信号7aを受け九時はFM受信回路4側に切替わるように動作する。

次に、FM方式受信およびデジタル変調方式受信のそれぞれの場合について全体の動作を説明する。

目して、該PLLが非同期状態か同期状態かを検出する回路と、該回路の出力信号によって受信された被変調信号の方式に適合する受信回路に自動的に選択する切替え回路とを備えた無線装置を提供することによって前記目的を達成せんとするものである。

(6) 発明の実施例

以下、図面を用いて本発明の実施例を説明する。

第2図は本発明による実施例の構成を示す図である。図中の5はデジタル変調方式において元の情報を再生するためのデジタル受信回路で、この受信回路の更に詳しい構成例を第3図に示す。

第3図において、11は中間周波数化されたデジタル変調方式の被変調信号より復調信号を得る復調回路、12は前記復調信号よりデータを復号する復号回路、13は前記復調信号よりビットタイミング信号を抽出する回路、14は前記ビットタイミング信号を入力として安定なクロック信号を発生するPLLである。7はPLL14が同

第2図において、受信された被変調信号は空中線1、高周波回路2、中間周波回路3を経てデジタル受信回路5に入る。被変調信号がFM方式の場合、この受信回路5に含まれるPLL14は非同期状態となるので、同期外れ検出回路7より同期外れ信号7aが切替え回路8に送出される。該切替え回路8は図に示す点線の状態となり、FM受信回路4が自動的に選択されてFM方式の受信態勢が自動的に確立されるのである。又、被変調信号がデジタル変調方式の場合、PLL14は同期状態となるので、同期外れ検出回路7より同期外れ信号7aは送出されない。切替え回路8は図に、示す実線の状態を維持し、デジタル受信回路5が選択されてデジタル変調方式の受信態勢が自動的に確立されるのである。

(7) 発明の効果

以上詳細に説明したように本発明によれば、送信側は通信の目的、内容、状況等に応じて受信側に事前に通知することなく適宜FM方式又はデジタル変調方式を選択することが可能となり、

受信側も事前に方式の切替えのための特別な操作を必要としないといった運用上の大きな効果が見られる。

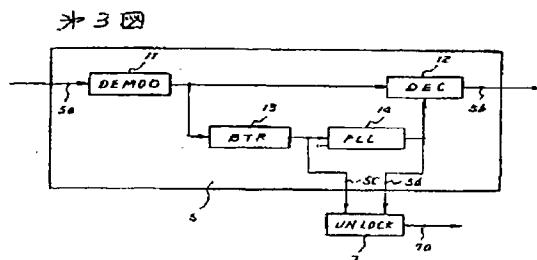
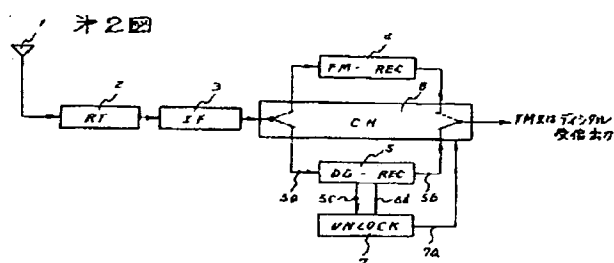
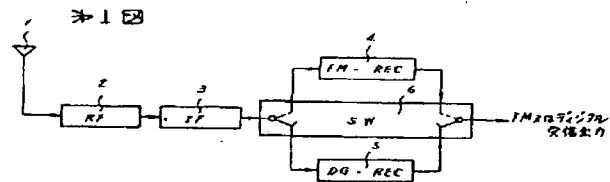
又、本発明によるFM方式又はデジタル変調方式の識別は、外来雑音が除去されたP.L.L.の出力信号を利用する方法を採っているので、外来雑音に影響されない信頼性の高い自動切替えが実現できるといった効果も得られる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は従来技術によるFM方式およびディジタル変調方式両用の無線装置の受信回路の構成例を示す図、第2図は本発明による実施例の構成を示す図、第3図は第2図におけるディジタル受信回路5の更に詳しい構成例を示す図である。

図中、4はFM受信回路、5はデジタル受信回路、7は同期外れ検出回路、8は切替え回路である。

代理人 丹理士 松 國 宏四郎



DATA DECODING SYSTEM

Patent Number: JP58161547
Publication date: 1983-09-26
Inventor(s): YAMAUCHI KEIICHI
Applicant(s): PIONEER KK
Requested Patent: ☐ JP58161547
Application Number: JP19820043802 19820319
Priority Number(s):
IPC Classification: H04L1/10
EC Classification:
Equivalents: JP1895809C, JP4042854B

Abstract

PURPOSE: To prevent an erroneous correction, by discriminating the coincidence between the point obtained by an internal code and the error position obtained by an external code and counting the number of pointers to control the correction of an error with the number of pointers.

CONSTITUTION: The detection or correction is carried out for an error by a decoding circuit 5 of internal codes, and the data obtained after the correction or detection and a pointer showing whether the data is wrong are generated. The deinterleaving is carried out by a deinterleaving circuit, and the point and data obtained after the deinterleaving are fed to an external code decoding circuit 7. The data fed to the circuit 7 is sent to a syndrome generating circuit 10; while the point is fed to a counter 15, an OR circuit 19 and a coincidence discriminating circuit 13 respectively. The counter 15 counts the number of 1 of a pointer, and this count value is fed to a control circuit 16. The circuit 13 decides whether 1 of the pointer is set up at error positions *alpha* and *alpha* and then sends this result of decision to the circuit 16. As a result, the correction data is delivered from an adder circuit 17 of modulo 2, and the error position information is delivered from a gate 18.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑩ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭58—161547

⑬ Int. Cl.³
H 04 L 1/10
// G 11 B 5/09

識別記号

庁内整理番号
6651—5K
8021—5D

⑭ 公開 昭和58年(1983)9月26日

発明の数 2
審査請求 未請求

(全 9 頁)

⑮ データの復号化方式

⑯ 特 願 昭57—43802
⑰ 出 願 昭57(1982)3月19日
⑱ 発 明 者 山内慶一

所沢市花園4丁目2610番地バイ

オニア株式会社所沢工場内
⑲ 出 願 人 バイオニア株式会社
東京都目黒区目黒1丁目4番1号
⑳ 代 理 人 弁理士 藤村元彦

明 細 書

1. 発明の名称

データの復号化方式

2. 特許請求の範囲

(1) 外部符号及び内部符号を有する二重符号化されたデータの復号に際し、内部符号により少くとも誤り検出を行い誤りの有無に対応したポイントを発生して前記ポイントを誤り位置情報として利用し、外部符号により少くとも誤りの訂正を行う如きデータの復号化方式であって、前記内部符号で得られた誤りを示すポイントと前記外部符号で独自に2つの誤りを訂正する時に得られる2つの誤り位置とが2つ共不一致の場合には、前記誤りを示すポイントの数を数えてその数が前記外部符号で検出誤りを発生する可能性のある誤りの数の最小値から2を減じた数以上ならば外部符号による訂正を行わないで前記ポイントを外部符号の最終的な誤り位置情報とし、前記最小値から2を減じた数より小さい時には対応するデータブロック

クがすべて誤りと見做し、前記ポイントと前記2つの誤り位置とが1つだけ一致している時には前記誤りを示すポイントの数を数えその数が前記最小値から1を減じた数以上であれば外部符号により訂正を行わずに前記ポイント若しくは前記ポイントと前記外部符号により得られた2つの誤り位置との論理和を最終的な誤り位置情報とし、前記最小値から1を減じた値よりも小なる時には外部符号で訂正を行うか対応するデータブロックがすべて誤りと見做し、前記ポイントと前記2つの誤り位置とが2つ共一致している場合には前記ポイントの数が前記最小値以上であれば外部符号による訂正を行わずに前記ポイントを最終的な誤り位置情報とし、前記最小値より小なる場合には外部符号により訂正を行うようにしたことを特徴とするデータの復号化方式。

(2) 前記誤りを示すポイントの数を計数するためのカウンタを備え、この誤りを示すポイントと前記外部符号で得られる2つの誤り位置とが一致しているか否かを判別する一致判別回路を備え、前

記判別回路による判別の結果2つ共不一致の時には前記カウンタ内容を2つ増加させ、1つだけ一致している時には前記カウンタ内容を1つ増加させ、前記カウンタの内容により誤り訂正を制御することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の方式。

(3) 外部符号及び内部符号を有する二重符号化されたデータの復号に際し、内部符号により少くとも誤り検出を行い誤りの有無に対応したポイントを発生して前記ポイントを誤り位置情報として利用して、最大4つの誤り訂正可能なリード・ソロモン符号を用いた外部符号により誤り訂正を行う如きデータの復号化方式であって、前記外部符号で復号する際に前記内部符号で発生した誤りを示すポイントの数を数えこのポイントと外部符号で独自に2つの誤りを訂正可能な時に得られる2つの誤り位置とが2つ共不一致の場合には、前記ポイントの数に2を加算し、1つだけ一致している場合には前記ポイントの数に1を加算し、また外部符号で2つの誤り訂正ができない時には前記

ポイントの数に2を加算し、これら加算処理後のポイントの数を最終的なポイント数とし、2の加算が行われた時には前記最終的なポイント数が前記外部符号で検出誤りを発生する可能性のある誤りの数の最小値以上の場合訂正を行わず、前記内部符号で得られたポイントを最終的な誤り位置情報とし、前記最終的なポイント数が前記最小値より小さい場合対応するデータブロックをすべて誤りと見做し、2の加算が行われない時には前記最終的なポイントの数が前記最小値以上の場合訂正を行わず、前記内部符号で得られたポイントと前記外部符号で得られた2つの誤り位置との論理和を最終的な誤り位置情報とし、前記最終的なポイントの数が前記最小値より小であれば訂正を行うことを特徴とするデータの復号化方式。

(4) 前記ポイントの加算において、1の加算が行われた時には前記ポイントの数が前記最小値以上の場合、訂正を行わないで前記内部符号で得られたポイントと前記外部符号で得られた2つの誤り位置との論理和を最終的な誤り位置情報とし、

前記ポイントの数が前記最小値より小であれば対応するデータブロックをすべて誤りと見做し、前記ポイントの加算において加算処理が行われない時には前記ポイントの数が前記最小値以上の場合前記ポイントを最終的な誤り位置情報とし、前記ポイントの数が前記最小値より小なる場合訂正を行うことを特徴とする特許請求の範囲第3項記載の方式。

(5) 前記ポイントの加算において2の加算が行われない時には、前記ポイントの数が前記最小値以上の場合訂正を行わずに前記内部符号で得られたポイントを最終的な誤り位置情報とし、前記ポイントの数が前記最小値より小なる場合訂正を行うことを特徴とする特許請求の範囲第3項記載の方式。

(6) 前記誤りを示すポイントの数を計数するカウンタを備え、この誤りを示すポイントと前記外部符号で得られる2つの誤り位置とが一致しているか否かを判別する一致判別回路を備え、前記判別回路による判別の結果2つ共不一致の時には前記

カウンタ内容を2つ増加させ、1つだけ一致している時には1つ増加させ、このカウンタの増加後の内容を最終的なポイント数としたことを特徴とする特許請求の範囲第3項、第4項又は第5項記載の方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明はデータの復号化方式に関し、特にデジタルデータの誤り訂正機能を有する符号の復号化方式であって外部及び内部の二段階符号を有する如き符号の復号化方式に関するものである。

この種の符号の復号化方式をなすための装置としては第1図に示す如きものがあり、図において概略的機能ブロックが示されている。送出されるべきデジタル情報が外部符号の符号化回路1に送られて符号化され、インターリーブ回路2によりデータ配列が並べ換えられる。このインターリーブ出力は、内部符号の符号化回路3において更に符号化されて通信路4へ送出される。

受信側では、この送出データを内部符号の復号化回路5で内部符号の復号化が行われ、デインタ

ーリーブ回路6において再び元のデータ配列に並べ換えられる。そして外部符号の復号化回路7で最終的復号がなされ、受信データとして復調されるものである。一般に、外部符号及び内部符号としてはリード・ソロモン符号、BCH符号、更には内部符号として検出のみを行うCRC符号等が用いられる。

かかる構成において、内部符号の復号回路5ではCRC符号のような誤り検出を行ない、誤りの有無に対応したいわゆるポイントを発生する。このポイントを誤り位置情報として用い、外部符号の復号回路7で誤り訂正を行うものである。例えば、外部符号で次のようなパリティ検査行列を有するとする(リード・ソロモン符号)。

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \end{bmatrix} \quad \dots(1)$$

ここで、 a はガロア体 $GF(2^m)$ 上の原始元であり、 $n \leq 2^m - 1$ とする。外部符号復号回路7に入力されるデータ列(データブロック)を、

$$R = [R_0, R_1, R_2, \dots, R_{n-1}] \quad \dots(2)$$

$$\begin{aligned} e_i &= (a^i \cdot S_0 + S_1) / (a^i + a^j) \\ e_j &= (a^j \cdot S_0 + S_1) / (a^i + a^j) \end{aligned} \quad \dots(7)$$

よって、(7)式より2つの誤りの大きさを求めることができる。

従来例では、内部符号復号回路5で発生したポイントを使用して1及び2つの誤りを訂正する方法が一般的であるが、内部符号の復号回路では完全に誤りを検出することはなく、検出されない誤りが一般には発生する。このため検出されない誤りが発生した時には今述べたようなポイントを使用する訂正では必ず誤って訂正をしてしまう。つまり、検出されないエラーが発生する欠点がある。

外部符号の復号で単独に2つの誤りを訂正できる上述したリード・ソロモン符号はエラーの位置がわかっている時には4つの誤りまで訂正できる。これはイレージャ訂正と呼ばれている。ここで次のようなパリティ検査行列で誤りの検出、訂正を行なうリード・ソロモン符号について、この事を説明する。

とすると、次の2つのシンδροームが発生する。

$$H \cdot R^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & \dots & a^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ \vdots \\ R_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} \quad \dots(3)$$

従って、シンδροーム S_0, S_1 は次式となる。

$$S_0 = \sum_{i=0}^{n-1} R_i, \quad S_1 = \sum_{i=0}^{n-1} a^i \cdot R_i \quad \dots(4)$$

入力された n 個のデータブロック R に一つも誤りが生じてなければ($E=0$)、 $S_0=S_1=0$ となる。

1つの誤りがあれば($E=1$)、

$$S_0 = e_i, \quad S_1 = a^i \cdot e_i \quad \dots(5)$$

となり、誤りの位置がわかっている時には、 $S_0 = e_i$ が誤りの大きさとなる。また、 $a^i = S_1/S_0$ より外部符号独自でも誤り位置を検出することができる。

2つの誤りがあり($E=2$)、この誤り位置がわかっている時には、

$$S_0 = e_i + e_j, \quad S_1 = a^i \cdot e_i + a^j \cdot e_j \quad \dots(6)$$

となって、 e_i, e_j が次式のように求まる。

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & (a^2)^2 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ 1 & a^3 & (a^3)^2 & \dots & (a^3)^{n-1} \end{bmatrix} \quad \dots(8)$$

外部符号の復号回路で受信されるデータブロック R は(2)式で示されることから、

$$H \cdot R^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & (a^2)^2 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ 1 & a^3 & (a^3)^2 & \dots & (a^3)^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ \vdots \\ R_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \dots(9)$$

により誤りの検出訂正が行われる。シンδροーム $S_0 \sim S_3$ は、

$$\begin{aligned} S_0 &= \sum_{i=0}^{n-1} R_i, \quad S_1 = \sum_{i=0}^{n-1} a^i R_i, \\ S_2 &= \sum_{i=0}^{n-1} (a^2)^i R_i, \quad S_3 = \sum_{i=0}^{n-1} (a^3)^i R_i \end{aligned} \quad \dots(10)$$

となり、データに1つも誤りがなければ、 $S_0=S_1=S_2=S_3=0$ となる。このシンδροームから2つの誤り訂正が可能である。

また、誤り位置が判っている時には、4つの誤りまで訂正できる。このイレージャ訂正だけを行った時には、内部符号で発生した検出されない誤りがそのまま通過するので、外部符号で単独に誤りの検出訂正を行った方が検出能力が更に向上し、訂正能力も上がる。しかし、単純に2つの誤り訂正を行ったのでは、誤った訂正を行う可能性があるのですべての2つの誤り訂正を行うことができないことになる。

本発明は上述した従来の欠点を排除するためになされたものであって誤り検出能力及び誤正能力を向上させ得るデータ復号化方式を提供することを目的とする。

本発明によるデータ復号化方式は、内部符号で発生したポイントと外部符号で発生した誤り位置とが一致するか否か更にはポイントの数の判定を行ってこの一致及び数の判別に応じて誤り訂正をコントロールするようにしたことを特徴としている。

以下、この発明の一実施例を図に基づいて説明

られる。

外部符号回路7に入力されたポイントは、カウンタ15と、OR回路16と、一致判別回路13へ送られる。カウンタ15ではポイントの1の数をカウントしそのカウント値を制御回路16に送る。一致判別回路13では、 a^i , a^j 生成回路11で生成された誤りの位置 a^i と a^j のところにポイントの1が立っているか立っていないかの判定を行ない、その結果を制御回路16に送る。

制御回路16では、カウンタ15のカウント値と一致判別回路13の判定結果から、訂正を行なうのであればANDゲート14に1を送り、訂正を行わないのであればゲート14に0を送る。訂正が行なわれる時には、誤り位置 a^i , a^j に相当するデータがモジュロ2の加算回路17に入力された時に e_i , e_j がゲート14を通過してモジュロ2の加算回路17に入力され、誤ったデータと e_i , e_j とのモジュロ2の加算が行なわれデータが訂正される。データが訂正されない時にはゲート14の出力は0となつていたのでデータはそのまま2の加算回路17から出

する。第2図において、内部符号の復号回路5で誤りの検出あるいは訂正と検出が行なわれ、訂正後あるいは検出後のデータと、そのデータが誤りかどうかを示すポイントが発生する。デインタリーブ回路6でデインタリーブが施され、レジスタ回路8及び9にそれぞれポイントとデータがラッチされ、デインタリーブ後のポイントとデータが外部符号の復号回路7に送られる。このデインタリーブとラッチは一般にはRAM(ランダム・アクセス・メモリ)6により行なわれるのが普通である。

外部符号復号回路7に入力されたデータはシンδροーム生成回路10においてシンδροームが生成されこのシンδροームは a^i , a^j 生成回路11と e_i , e_j 生成回路12に送られる。 a^i , a^j 生成回路11で生成された誤りの位置を示す a^i と a^j は一致判別回路13とANDゲート14に送られる。 a^i と a^j の情報は e_i , e_j 生成回路12にも送られ、 e_i , e_j 生成回路12ではシンδροームと、 a^i , a^j より誤りの大きさを示す e_i , e_j を生成し、この e_i , e_j はANDゲート14に送

力される。

又ポイントに関して、制御回路16では、訂正を行なった時にはANDゲート18に0を送りポイントすべて0とする。データブロックをすべて誤りとみなす時にはANDゲート8に1を、ORゲート19に1を送りポイントすべて1とする。 a^i , a^j とのORをとる時にはANDゲート20に1を送りORゲート19に0を送りまたANDゲート18へ1を送りポイントと a^i , a^j とのORをとる。以上の結果が最終的な誤り位置情報となる。

ここでRAM(ランダム・アクセス・メモリ)6を使用する時にはこのポイントの処理は、RAM上での読み出し書き込みで行なわれるのが一般でたとえば、訂正を行なった時データブロックに対応するRAM内のポイントすべて0に書き込み、すべて誤りとみなす時にはすべて1を書き込み、 a^i , a^j のORをとるには、 a^i , a^j に対応するポイントのところに1を書き込む。また一致判別回路13においても a^i , a^j に対応するポイントが1であるかどうかRAMを読み出してラッチするだけで行

なう事ができる。

この発明の基本的な構成、作用は第1図の従来例と同じであり、ここでは内部符号復号回路5では、誤りの検出あるいは検出と訂正を行なう誤りが検出された時には1、誤りが悪いと判断した時には0となるようなポイントが発生する。

このようなものはパリティチェック符号、CRC符号、BCH符号、リード・ソロモン符号等がある。そして、外部符号復号回路7はリード・ソロモン符号で次のパリティ検査行列で復号する。

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a^k & \dots & (a^k)^{n-1} \end{pmatrix} \quad \dots (10)$$

外部符号に入力されるデータブロック(データ例)を

$$R = (R_0, R_1, \dots, R_{n-1}) \quad \dots (11)$$

とし、又もとの送られる正しいデータ列を

$$T = (T_0, T_1, \dots, T_{n-1}) \quad \dots (12)$$

とすると通信路で誤りが発生した時には

a^j 、と4つのシンδροームより、 e_i, e_j が求められる。

通信路に誤りが無ければ $S_0 = S_1 = S_2 = S_3 = 0$ となるがこのリード・ソロモン符号では、誤りが5ヶ以上ある時には偶然に $S_0 = S_1 = S_2 = S_3 = 0$ となる時があり、これが検出誤りである。これはこのリード・ソロモン符号の符号間の距離が $a = 5$ ($a - 2 = 3$)であるためで誤りが5ヶ以上で他の符号に重なる可能性が生じる。

この検出誤りを生ずる誤りの数の最小値と、誤って訂正する時に生ずる誤りの数の最小値及びその時発生する a^i, a^j との関係には一般に次の関係がある。

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & (a^2)^2 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a^{k-1} & (a^{k-1})^2 & \dots & (a^{k-1})^{n-1} \end{pmatrix} \quad \dots (17)$$

k 個のシンδροームが生成される、 S_0, \dots, S_{k-1} (これは前記実施例の時と同じ)誤りが無い時には

$$T_i = R_i + e_i \quad \dots (13)$$

と書き e_i が誤りを示す。又シンδροーム生成回路10では次の4つのシンδροームが発生する

$$HR^T = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 \\ 1 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \dots & (a^k)^{n-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_0 \\ R_1 \\ \vdots \\ R_{n-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad \dots (14)$$

ここで誤りが無い時には、 $e_i = 0$ となり $R_i = T_i$ なので $HR^T = 0$ となり、 $S_0 = S_1 = S_2 = S_3 = 0$ となる。

1つ誤りの時には $a^i = S_1/S_0 = S_2/S_1 = S_3/S_2$

となり訂正できる。

2つ誤りの時には、次の4つのシンδροーム

$$\begin{aligned} S_0 &= e_i + e_j \\ S_1 &= a^i e_i + a^j e_j \\ S_2 &= a^{2i} e_i + a^{2j} e_j \\ S_3 &= a^{3i} e_i + a^{3j} e_j \end{aligned} \quad \dots (15)$$

が得られるので、誤りロケーション多項式

$$O(x) = x^2 + \alpha_1 x + \alpha_2 = (x + a^i)(x + a^j) \quad \dots (16)$$

を解く事で誤り位置 a^i, a^j が求められる。この a^i 、

$S_0 = S_1 = \dots = S_{k-1} = 0$ となり、また誤りがある数以上になると($E \geq E_0$)やはり、 $S_0 = \dots = S_{k-1} = 0$ となる事がある。

このシンδροームを使用して1つの誤りを訂正する時には前と同じ様に1つの誤りの時には $a^i = S_1/S_0 = S_2/S_1 = \dots = S_{k-1}/S_{k-2}$ となり i に対応するデータの訂正が行なわれる。又、この訂正を行なった後のデータからふたたびシンδροームを生成すると必ず $S_0 = \dots = S_{k-1} = 0$ となる事に注意されたい。この1つの誤りを訂正する時にも誤りがある数以上になると誤って訂正を行なう事がある。この数の最小値を E_1 とする。ただし、1訂正を行なうときには必ず $a^i = S_1/S_0 = \dots = S_{k-1}/S_{k-2}$ という関係が生じているため、誤って訂正した時にも訂正後のデータでシンδροームを生成すると $S_0 = S_1 = \dots = S_{k-1} = 0$ となるはずである。これらの事より誤って訂正した後の誤りの数は E_0 と同じかそれ以上の値になっているはずである。1個誤り訂正においては、誤りとみなしたデータを1つだけ訂正するので、誤って訂正した時にはもとも

との誤りの数に比べて訂正後の誤りの数が同じか
1つだけ増えるだけである。つまり訂正する前の
誤りの数を E_0 とすると誤った訂正の後では誤りの
数は E_0 か E_0+1 となる。ここでもし $E_0=E_0-2$
個の誤りとする、1訂正後では誤りの数はせい
ぜい E_0-1 個となり、これでは $S_0=S_1=\dots=S_{n-1}$
 $=0$ とならないので $E_0=E_0-2$ 個の誤りでは誤っ
た訂正は発生しない事となる。

つまり、誤って1訂正が行なわれる可能性のあ
る誤りの数の最小値 E_1 は $E_1=E_0-1$ となり、誤り
の数がこの最小値 E_0-1 である時には、もし、エ
ラーを示すポジションがこれら E_0-1 個の誤りの
どれかに一致しているとする、1訂正後の誤りの
数は E_0-1 個のままなので $S_0=\dots=S_{n-1}=0$ とは
ならない。つまり、このようなポジション i は α^i
 $=S_i/S_0=\dots=S_{k-1}/S_{k-2}$ を満足する事はなく、
訂正は行なわれない。

以上より、誤りの数が E_0-1 であれば $\alpha^i=S_i/S_0$
 $=\dots=S_{k-1}/S_{k-2}$ を満足するエラーポジション i
は本来の誤りの位置に一致しない事となる。

のような状態が取り得る。ここでポイントを利用
した2つのイレージヤ訂正では $N=2$ の第3項し
か正しく訂正を行なう事ができない。もちろんシ
ンドロームによる2訂正を行なえば、 $E=2$ につ
いてすべて正しく訂正を行なうが、 $E \geq 3$ につ
いては誤った訂正が発生する。 $E=3$ では

$$\begin{aligned} N=0 & \quad \binom{n}{0} P(1,0)^3 P(0,0)^{n-3} \\ N=1 & \quad \binom{n}{1} \left(\binom{1}{1} P(1,0)^3 P(0,1) P(0,0)^{n-4} \right. \\ & \quad \left. + \binom{n}{2} \binom{2}{1} P(1,0)^2 P(1,1) P(0,0)^{n-3} \right) \\ N=2 & \quad \binom{n}{2} \binom{2}{2} P(1,0)^2 P(0,1)^2 P(0,0)^{n-4} \\ & \quad + \binom{n}{4} \binom{4}{2} \binom{2}{1} P(1,0)^2 P(1,1) P(0,1) P(0,0)^{n-4} \\ & \quad + \binom{n}{3} \binom{3}{2} P(1,0) P(1,1)^2 P(0,0)^{n-3} \\ N=3 & \quad \binom{n}{3} \binom{3}{3} P(1,0)^3 P(0,1)^3 P(0,0)^{n-6} \\ & \quad + \binom{n}{5} \binom{5}{3} \binom{3}{2} P(1,0)^2 P(1,1) P(0,1)^2 P(0,0)^{n-6} \\ & \quad + \binom{n}{4} \binom{4}{3} \binom{3}{1} P(1,0) P(1,1)^2 P(0,1) P(0,0)^{n-5} \\ & \quad + \binom{n}{3} P(1,1)^3 P(0,0)^{n-3} \end{aligned}$$

のような状態が取り得る。 $E=3$ の時には前に述
べたように誤って訂正する可能性がある。 $E \geq 4$

これより、誤って1訂正が行なわれる誤りの数
の最小値(E_1)よりもポイントの数が同じかすく
なければ誤った訂正において発生したエラーポジ
ションとポイントが一致する割合はすくなくなる。
つまり、この最小値(E_1)はシンドロームをすべ
て0とする誤りの数の最小値(E_0)から1を引い
たものに対応する。ここでは2つ誤りの訂正につ
いて述べるので誤りが2ヶ以上について検討する。
 $E=2$ の時には

$$\begin{aligned} N=0 & \quad \binom{n}{2} P(1,0)^2 P(0,0)^{n-2} \\ N=1 & \quad \binom{n}{2} \left(\binom{2}{1} P(1,0)^2 P(0,1) P(0,0)^{n-3} \right. \\ & \quad \left. + \binom{n}{2} \binom{2}{1} P(1,0) P(1,1) P(0,0)^{n-2} \right) \\ N=2 & \quad \binom{n}{4} \binom{4}{2} P(1,0)^2 (0,1)^2 P(0,0)^{n-4} \\ & \quad + \binom{n}{3} \binom{3}{2} \binom{2}{1} P(1,0) P(1,1) P(0,1) \\ & \quad P(0,0)^{n-3} + \binom{n}{2} P(1,1)^2 P(0,0)^{n-2} \\ N=3 & \quad \binom{n}{5} \binom{5}{2} P(1,0)^2 P(0,1)^2 P(0,0)^{n-5} \\ & \quad + \binom{n}{4} \binom{4}{2} \binom{2}{1} P(1,0) P(1,1) P(0,1)^2 \\ & \quad P(0,0)^{n-4} + \binom{n}{3} \binom{3}{1} P(1,1)^2 \\ & \quad P(0,1) P(0,0)^{n-3} \end{aligned}$$

についても同様に考えられるが確率的には $E=3$
が多く発生するのでここでは $E=2$ と3について
述べる。

以上の事についてこの実施例のリード・ソロモ
ン符号についてまとめると、符号間の最小距離は
 $\alpha=5$ なのでこの符号で検出誤りを($S_0=S_1=S_2$
 $=S_3=0$)発生する誤りの数の最小値は $E_0=5$ と
なり、誤って1訂正を行なう時の誤りの数の最小
値は $E_1=E_0-1=4$ となり、この時には発生した
 α^i は本例の4つの誤りのところには一致しない。

この事は2つの誤りを訂正する時にも言える事
で誤って2訂正を行なう時の誤りの数の最小値は
 $E_2=E_0-2=3$ となり、この時には発生した α^i 、
 α^j は本来の3つの誤りのところには一致しない。
さらに誤りが4ヶの時には発生した α^i 、 α^j のうち
1つは本来の誤りのところと一致する可能性はあ
るが2つとも一致する事は無い。

以下この事より、本発明の効果について説明を
行なう。第2図において外部符号の復号回路(B)に入
力されるデータは次の4つの状態をとりえる。

- (1) 正しいデータでポインタ 0
 (2) " " " " 1
 (3) 誤ったデータで " 0
 (4) " " " " 1

この4つの状態の状態確率をそれぞれ(1) $P(0,0)$, (2) $P(0,1)$, (3) $P(1,0)$, (4) $P(1,1)$ とすると任意の誤りの数(図)とポインタの数(図)における符号長 n の符号の取り得る確率が定まる。たとえば $E=0$, $N=0$ では符号はすべて(1)の状態となっているのでその確率は $P(0,0)^n$ となる。正しく訂正が行なわれる $E=2$ の時には、発生したエラー・ポジション a^i, a^j とポインタが2つとも一致しないというのは、検出されない誤りが必ず2ヶある時点で $P(1,0)^2$ という項が発生する。ところが一般には内部符号での検出能力はかなり高いものが多く $P(1,0)$ は非常に小さいと考えて良い。そのため、 $P(1,0)^2$ の発生はかなり小さいものとなり訂正を行なっても意味が無く訂正は行なわない方が有利である。ただし、ポインタの数(図)が $N \leq 2$ では、必ずかくされた誤りがあるので、対応するデータ

ブロックがすべて誤りであるとしてこのかくされた誤りの通過を防ぐ必要がある。また $N \geq 3$ ($=E_0-2$) では、たとえば $N=3$ では $E=3$ での誤った訂正の可能性があり又、前に述べたように a^i, a^j は本来の誤りのところには重ならないので、この時には a^i, a^j はポインタに2つとも一致しない可能性が高くなり、内部符号で得られたポインタを最終的な誤り位置情報とするのが有利である。もちろん、対応するデータブロックすべて誤りとみなす方法も考えられるが、これでは、訂正能力が悪くなり、また、外部符号の復号はデインタリーブ後なのであまり、集中的に誤りをふやす方法は得策ではない。

又、ここで訂正が行なわれない時を考える。つまり条件を満足する a^i, a^j, e_i, e_j が発生しない時には当然訂正は行なわれないが $N \leq 2$ のところでは必ず検出されない誤りがあり、対応するデータブロックをすべて誤りとする必要がある。これは前のエラーポジション a^i, a^j とポインタが2つとも一致しない時と同じ動作で回路上ではまった

く同じにできるはずである。つまり、 a^i, a^j が a^i, a^j 発生回路11から発生しない時(つまり訂正できない時)にもポインタと一致しないような a^i, a^j を発生するようにするか、一致判別回路13を強制的に2つとも不一致という状態にすれば後は同じ動作で済む。

発生したエラーポジション a^i, a^j とポインタが1つだけ一致する時は正しい訂正では ($E=2$), $N=1, 2, 3$ の第二項であり、ポインタの数が増えれば増えるほどその確率が小さくなる。誤った訂正が行なわれる時には ($E=3$), $N=4$ で

$$\binom{n}{4} \binom{4}{1} P(1,1)^2 P(0,1) P(0,0)^{n-4}$$

という項が発生し、 a^i, a^j のうちの一つが $P(0,1)$ に重なる事があるのでこの値が誤った訂正における最大値となる。当然 $N < 4$ でもその可能性はあるが必ず $P(1,0)$ の発生を伴うため確率的には小さくなる。($N=3$ では $P(1,1)^2$ という状態があるがこれは a^i, a^j が $P(1,1)$ に重なる事はない) このため、 $N \geq 4$ では訂正を行なわない方が有利となる。

ただし、2つとも一致しない時にくらべて正しい訂正を行なう場合もすくなくないので内部符号で発生したポインタと a^i, a^j のORをとって最終的な誤り位置情報とした方が検出されない誤りの発生を防げる。(たとえば $N=4$ ($\binom{n}{5} \binom{5}{2} \binom{2}{1} P(1,0) P(1,1) P(0,1)^2 P(0,0)^{n-5}$) $N < 4$ については訂正を行なった方が訂正能力は上がるが訂正を行なわない時には必ず検出されない誤り $P(1,0)$ が発生するので対応するデータブロックをすべて誤りとした方がこの $P(1,0)$ の誤りの通過を防げる。

a^i, a^j が2つともポインタに一致している時も同様に考えられ、 $N=5$ において

$$\binom{n}{5} \binom{5}{2} P(1,1)^2 P(0,1)^2 P(0,0)^{n-5} \quad (E=3)$$

という項が発生し、2つのエラーポジション a^i, a^j が2つの $P(0,1)^2$ に重なる可能性が発生する。当然 $N < 5$ の時にもその可能性はあるが $P(1,0)$ の発生が伴うので確率的には小さくなる。このため $N \geq 5$ では訂正を行なわないで内部符号で得られたポインタを最終的な誤り位置情報とし $N < 5$ で

は訂正を行なうとした方が有利となる。

以上より本発明では、外部符号で発生した2つのエラーポジション a^i, a^j が内部符号で得られたポイントの1と2つとも一致しない時には、ポイントの1の数を数え、その数が検出誤りを発生する誤りの数の最小値から2を減じた数と同じかそれ以上であれば、訂正を行なわないで内部符号で得られたポイントを最終的な誤り位置情報とし(以下copyと称す)、それ以下では対応するデータブロックをすべて誤りとみなし、1つだけ一致している時にはポイントの数が最小値から1を減じた数と同じかそれ以上であれば訂正を行なわないでポイントとエラーポジションのOR(以下ORと称す)をとり、それ以下では訂正を行ない2つとも一致している時にはポイントの数が最小値と同じかそれ以上ではポイントをcopyしそれ以下では訂正を行なう事で誤った訂正の発生を防ぐ事ができる。

上記においてももしさらに誤った訂正を防ぐのであれば1つだけ一致している時にも訂正を行なわ

ないでデータブロックをすべて誤りとみなした方が有利となるが、訂正能力は下がる。

上記において、第3図のように一致判別回路13の出力をカウンタ15に投入して2つとも一致していない時にはカウンタ15を2つUPさせ、1つだけ一致している時にはカウンタ15を1つUPさせ、2つとも一致しているときには何もしないようにしておく制御回路16ではカウンタ15のカウンタ値を1通りだけ見ていけばよい事となり(つまり検出誤りをおこす誤りの最小値)、コントロールがやさしくなる。

さらに実施例の場合には訂正できない時には、2つとも一致していない時と同じ動作をするので訂正できない時にもカウンタを2つUPする事で後の動作はまったく同じとなる。

さらに1つだけ一致している時にはポイントはORをとっているがハードを簡単にするにはただのcopyをした方が有利となる。しかし、その分検出能力は悪くなる。

上記実施例では、リード・ソロモン符号を考え

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ a^{n-1} & a^{n-2} & \dots & a & 1 \\ (a^2)^{n-1} & (a^2)^{n-2} & \dots & a^2 & 1 \\ (a^3)^{n-1} & (a^3)^{n-2} & \dots & a^3 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots (18)$$

の如きものでも使用できる。この場合発生するエラー位置は a^{n-i}, a^{n-j} という形になる。

また、次の一般のリード・ソロモン符号でも可能である。

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & \dots & a^{n-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & a^{k-1} & \dots & (a^{k-1})^{n-1} \end{bmatrix} \quad \dots (19)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & (a^2)^2 & \dots & (a^2)^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & a^k & (a^k)^2 & \dots & (a^k)^{n-1} \end{bmatrix} \quad \dots (20)$$

たがBCH符号のような単独でエラー訂正できる符号であれば使用できる。また、第1図にて示すようにインターリーブを施された符号を考えたが、第4図に示す如きマトリックス状の連接符号を用いても良い。

第4図の連接符号は、 $k_1 \times k_2$ 部分が2次元配置をもつ原ディジタル情報であり、この情報は先ず k_1 個のディジット(行)毎に k_2 個の情報ブロックに分けられる。この k_2 個の情報ブロックは、所定の符号化アルゴリズムに従って m_2 個の検査ブロックを付加して n_2 個のブロックに符号化され、ガロア体 $GF(2^k)$ 上の (n_2, k_2) 符号 c_2 が形成される。次に、各ブロックの k_1 ディジット毎に所定の符号に符号化され、 $GF(2)$ 上の (n_1, k_1) 符号 G が形成される。この符号 c_1 及び c_2 は夫々内部及び外部符号と称される。この符号 c_1, c_2 から連接符号が形成されるものであり、 $GF(2)$ 上の (n_1, n_2, k_1, k_2) 符号となる。

上記実施例と同様にリード・ソロモン符号でも

叙上の如く、本発明によれば内部符号で得られたポイントと外部符号で得られた誤り位置とが一致するか否かを判別し、かつポイントの数を数え

てその数で誤り訂正をコントロールすることにより、誤った訂正を防止することが可能となる。

4. 図面の簡単な説明

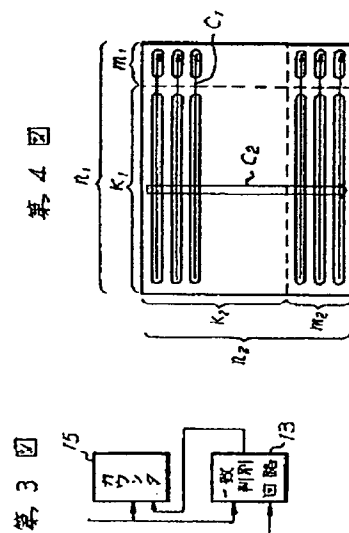
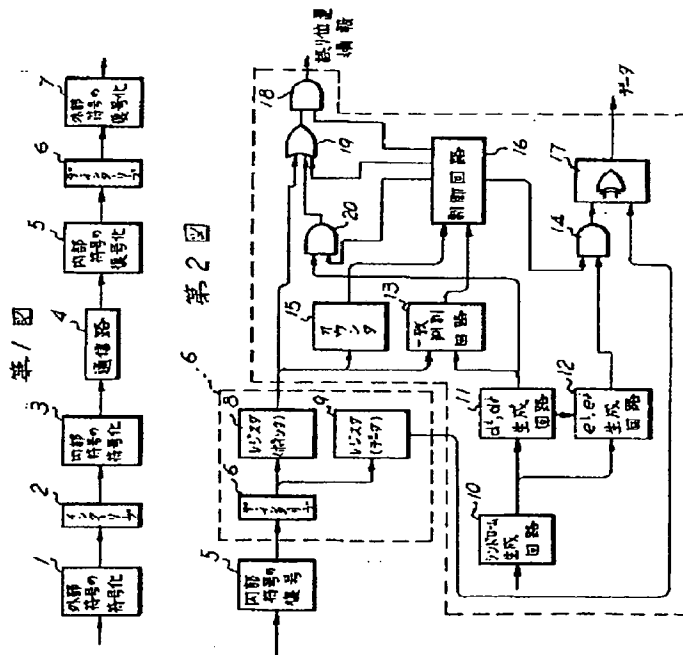
第 1 図はデータ伝送方式の概略ブロック図、第 2 図は本発明の実施例のブロック図、第 3 図は本発明の他の実施例の一部ブロック図、第 4 図は本発明に用いる符号形態を示す図である。

主要部分の符号の説明

- 5 ……内部符号の復号化回路
- 6 ……デインターリーブ回路
- 7 ……外部符号の復号化回路
- 8 ……ポインタ用レジスタ
- 9 ……データ用レジスタ
- 13 ……一致判別回路
- 15 ……カウンタ
- 16 ……制御回路

出願人 バイオニア株式会社

代理人 井理士 藤村元彦



HORIZONTAL SYNCHRONIZATION DETECTING CIRCUIT

Patent Number: JP61070861
Publication date: 1986-04-11
Inventor(s): KUDO YUKINORI
Applicant(s): TOSHIBA CORP
Requested Patent: ☐ JP61070861
Application Number: JP19840191805 19840914
Priority Number(s):
IPC Classification: H04N5/08
EC Classification:
Equivalents: JP1891763C, JP6020249B

Abstract

PURPOSE:To detect a horizontal synchronizing signal with high accuracy by detecting the pulse width of a horizontal synchronizing signal separated from a digital video signal to obtain a width detection pulse and using the width detection pulse train so as to extract a horizontal synchronization detection pulse.

CONSTITUTION:A synchronizing separation signal 100 is changed into a width detection pulse 300 when the signal is consecutive for 3 μ sec for the period of level 1 at a pulse width detection circuit 1, inputted to a period measuring circuit 2 continuously in a prescribed period, then a detected pulse 400 is inputted to a timing generating circuit 3 and a signal 500 representing the count of the 11-stage counter built in a period measuring circuit 2 at that point of time is outputted. The mean value of the periods is obtained by a period integration circuit 4, the mean value and the measured value are subject to different operation by a difference operation circuit 5, whether the value is smaller than a prescribed value or not is discriminated by a discrimination circuit 6 and only when the value is smaller, a horizontal synchronizing detection pulse 1000 is outputted.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭61-70861

⑤ Int. Cl.

H 04 N 5/08

識別記号

庁内整理番号

8523-5C

④ 公開 昭和61年(1986)4月11日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑭ 発明の名称 水平同期検出回路

⑯ 特 願 昭59-191805

⑰ 出 願 昭59(1984)9月14日

⑱ 発 明 者 工 藤 幸 則 横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝横浜金属工場
内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁 理 士 則 近 憲 佑

明 細 書

1. 発明の名称

水平同期検出回路

2. 特許請求の範囲

デジタルビデオ信号から分離された水平同期信号のパルス幅を検出して得られる幅検出パルスを出力するパルス幅検出手段と、前記幅検出パルスが所定の周期で連続的に発生する状態を検出して得られる検出パルスを出力すると共に、前記幅検出パルスの前記周期性を所定のクロックにて計数して得られる周期測定データを出力する周期測定手段と、この周期測定データを積分して周期の平均値を出力する周期値積分手段と、この周期の平均値と前記周期測定データの差分を得る差分演算手段と、この演算手段が出力する前記差分が所定の値より小さい場合に水平同期検出パルスを出力する判定手段とを具備して成ることを特徴とする水平同期検出回路。

3. 発明の詳細な説明

[発明の技術分野]

本発明は、デジタル的に信号処理を行なうデジタルテレビジョンの水平同期検出回路に関する。

[発明の技術的背景]

従来テレビジョン(以下TVと略称する)の信号処理はアナログ的に行なわれていた。しかし、最近のニューメディアの波によってTVのデジタル化、外部機器とのインタフェース、Y-Cくし形フィルタに代表される高性能化及び2画面TV、ノンインタレースに代表される多機能化の要求が生じていると共に、A/Dコンバータ、D/Aコンバータ、ロジックVLSI等の発達によってビデオ信号をデジタル処理するデジタルTVが出現している。

[背景技術の問題点]

このデジタルTVでは水平同期検出回路の性能によって、システム全体の弱電界、ノイズ等に対する性能及びシステムクロックを作るPLL(フェイズロックループ)の安定度及び性能が決定されるため、前記水平同期検出回路の高性能化が要求されている。

〔発明の目的〕

本発明の目的は、上記の要旨に鑑み、水平同期信号を高精度に検出することができる水平同期検出回路を提供することにある。

〔発明の概要〕

本発明は、デジタルビデオ信号から分離された水平同期信号のバース幅を検出して幅検出バースを得、この幅検出バース列の中から所定の周期で連続して得られる信号を検出バースとし、又前記幅検出バースをクロックで測定して周期測定データとし、この周期測定データを積分して周期の平均値を得、更に、この周期の平均値と前記周期の測定データとの差分を求め、この差分が所定の値より小さい場合のみ水平同期検出バースを出力する構成とすることにより、上記目的を達成するものである。

〔発明の実施例〕

以下本発明の一実施例を図面を参照しつつ説明する。第1図は本発明の水平同期検出回路の一実施例を示したブロック図である。バース幅検出回

路が所定の値より小さい場合にのみ水平同期検出バース1000を出力する。

次に本実施例の動作について第2図乃至第4図に示したタイミングチャートを参照しつつ説明する。バース幅検出回路1は第2図で示すCS(同期分離)信号100の“1”の期間のバース幅をクロック200で計数し約3μ秒期間前記“1”のバースが連続すると、第2図で示したタイミングで幅検出バース300を出力する。周期測定回路2は幅検出バース300が第3図に示すように連続且つ所定の周期で入力された時、第3図で示すタイミングにて検出バース400を出力する。周期測定回路2の上記動作において、周期の測定はクロック200を内蔵11段カウンタで計数することにより実行され、周期対応範囲は $f_H = 910 \times 4 f_{SC} \pm 500\text{Hz}$ に設定されている。このため、検出バース400は、幅バース300が連続に発生され、しかも上記周期対応範囲内のもののみについて得られることになる。但し、第3図中aは欠落をbはノイズを示している。また、周期測定回

路1はデジタルビデオ信号から分離された同期分離信号(CS)100から幅検出バース300をクロック200を用いて検出し、これを周期測定回路2に出力する。周期測定回路2は検出バース400をタイミング発生回路3に出力すると共に、この検出バース400を得た時点の内蔵のカウンタによる計数値500を周期値積分回路4に出力する。タイミング発生回路3は検出バース400に基づいて周期値積分に必要なタイミング信号600及び判定回路に必要なタイミング信号700を出力する。周期値積分回路4はタイミング信号600に基づいて入力された計数値500を積分し、入力測定データの平均値を示す信号800を差分演算回路5に出力する。差分演算回路5には計数値500が入力されているため、ここで信号800と計数値500の差分演算が行なわれ、その差分結果を示す信号900が判定回路6に出力される。判定回路6は差分信号900の絶対値をとり、その値を検出バース400と所定の位相関係にあるタイミングバース700で検出し、絶対

路2は検出バース400が得られた時点の内蔵11段カウンタの計数値を示す信号500を出力し、この信号500は11ビットのデジタル信号で、クロック200を単位にして測定した幅検出バース300の周期測定データである。なお、上記クロック200、検出バース400及び周期測定データ500は第4図に示したようなタイミング関係を有している。

周期値積分回路4はLPF(ローパスフィルタ)特性を有し、入力した周期測定データ500を積分して測定データの平均値を示す入力測定データ平均値信号800を出力する。この平均値信号800と上記測定データ500は差分演算回路5に入力されここで両者の差分演算が行なわれる。判定回路6は差分信号900の絶対値をとり、その値を検出バース400と所定の位相関係にある第4図に示したタイミングバース700で検出し、その絶対値が所定の値より小さい場合にのみ、第4図に示したタイミングにて水平同期検出バース1000を出力する。なお、第4図より水平同期検出

パルス1000は所定の条件が満たされると、検出パルス400よりクロック200単位で2クロック毎に得られることになる。

本実施例によれば、同期分離信号100から幅検出パルス300を得、この幅検出パルス300の連続性及び周期性を測定して検出パルス400及び周期測定データ500を得、この周期測定データ500を積分して得られる水平同期信号の周期の平均値800と前記周期測定データ500の差分900を取り、この差分が小さい時のみ水平同期検出パルス1000を出力する構成とすることにより、水平同期信号を高精度に検出することができる。しかも、前記水平同期検出パルス1000は前述した周期対応範囲においてその精度が均等になることが保証されている。

第5図は第1図に示した水平同期検出回路を用いたデジタルテレビジョンの一例を示したブロック図である。ビデオ信号1100は直流再生クランプ回路7に導かれる。このクランプ回路7はベデスタルレベルを一定値にクランプする周知の回路で

ルされる。デジタルビデオ信号1300は輝度色度分離回路(Y-C分離回路)12に入力され、Y(輝度)信号1600とC(色信号)1700に分離される。Y信号1600はブライト、コントラスト等の信号処理を含むY信号処理回路13に入力され、ここで各種の信号処理を施こされた後、RGBマトリックス回路14に入力される。一方、C信号1700はACC、カラー、I、Q復調等の色関連の処理を行なうC信号処理回路15に入力され、このC信号処理回路15は、I、Q復調信号1800をRGBマトリックス回路14に出力する。RGBマトリックス回路14は信号を処理されたY信号1900とI、Q信号1800とを入力し、これらを用いて所定のマトリックス演算を行なってR、G、B信号2000を作出しこれら信号をD/A変換器16に出力する。R、G、B信号2000は、3個のD/A変換器から構成されるD/A変換器16でアナログRGB信号2100に変換されこれが図示されない信号出力回路に送出される。

デジタルビデオ信号1300は同期分離回路17に入力されここで同期信号(CSと以下称する)100

ある。クランプされたビデオ信号1200はADコンバータ8に導かれ、ここで8ビットに量子化されたデジタル信号となる。A/Dコンバータ8のサンプリングクロック200はその周波数を中とすると $\phi = 4f_{SC}$ の関係がある。但し、 f_{SC} はサブキャリアの周波数を示している。8ビットに量子化されたデジタルビデオ信号1300はPLL(フェイズロックループ)ロジック回路9に導びかれ、後述するタイミング信号1400に従って、到来するビデオ信号の中のバースト信号の位相を測定演算し、サンプリング位相がI、Q軸に一致するような制御信号1500をD/Aコンバータ10に出力する。このPLL制御信号1500は10ビット構成であり、D/Aコンバータ10にてアナログ制御信号1600に変換され、このアナログ制御信号1600はVCXO(電圧制御水晶発振器)11に出力される。結局、A/Dコンバータ8、PLLロジック回路9、D/Aコンバータ10、VCXO11はPLLを構成し、これによりクロック200が $\phi = 4f_{SC}$ で、且つ、クロック200の位相がI、Q軸等に一致するようにコントロー

が分離される。このCS信号100は第1図で示した水平同期検出回路18に入力され、この水平同期検出回路18は前述した動作によって水平同期検出パルス1000をバーストタイミング発生回路19及び水平同期再生回路20に出力する。この水平同期再生回路20は、水平同期検出パルス1000に水平フライバックパルス2200が所定の位相で一致するようにAFC回路を構成しており、水平ドライブ信号2300を出力するものである。バーストタイミング発生回路19は入力される水平同期検出パルス1000に従って、所定のバーストに関連するタイミング信号を発生しており、ACCに関するタイミング信号2400をC信号処理回路15に出力すると共に、PLLロジック回路9にタイミング信号1400を出力する。また、上記CS信号100は垂直同期再生回路26に入力されるこの垂直同期再生回路26は、垂直同期信号を再生するカウントダウン回路から構成されており、これにより、垂直ドライブ信号2500を出力する。

この例では、水平同期検出回路18から得られる

水平同期検出パルス1000が非常に高精度であるため、バーストタイミング発生回路19が出力するタイミング信号1400、2400を高精度とすることができ、従ってこれらを使用するPLLロック回路9、C信号処理回路15の動作性能を向上させTVシステムの弱電界、ノイズ等に対する性能を向上させることができる。また、前記高精度の水平同期検出パルス1000を水平同期再生回路20が利用するため、高安定な水平同期ドライブ信号2300を得ることができる。また、上記の如く高性能な水平同期検出回路18を用いて第5図に示した回路を全デジタル化した回路で構成することができるため、この回路を容易にVLSI化することができる。

[発明の効果]

以上記述した如く本発明の水平同期検出回路によれば、デジタルビデオ信号から分離された水平同期信号のパルス幅を検出して幅検出パルスを得、この幅検出パルス列の中から所定の周期で接続して得られる信号を検出パルスとし、この検出パル

スをクロックで測定して周期測定データとし、この周期測定データを積分して周期の平均値を得、更に、この周期の平均値と前記周期の測定データとの差分を求め、この差分が所定の値より小さい場合にのみ水平同期検出パルスを出力する構成を採用することにより、水平同期信号を高精度に検出することができる。

4・図面の簡単な説明

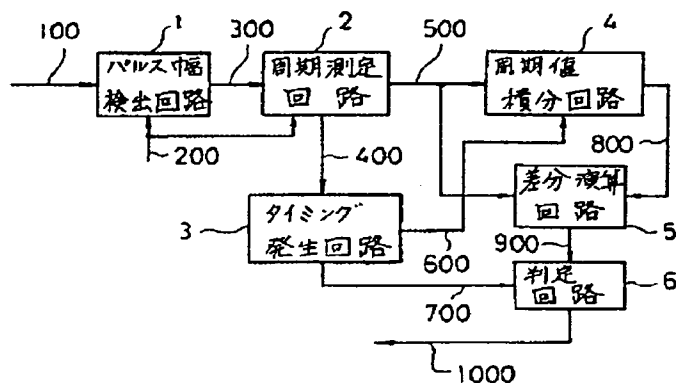
第1図は本発明の水平同期検出回路の一実施例を示したブロック図、第2図は第1図に示した同期信号と幅検出パルスとのタイミング関係を示した図、第3図は第1図に示した幅検出パルスと検出パルスとのタイミング関係を示した図、第4図は第1図に示した回路の動作波形タイミング図、第5図は第1図に示した水平同期検出回路を用いたデジタルテレビジョンの一例を示したブロック図である。

- 1…パルス幅検出回路 2…同期測定回路
3…タイミング発生回路 4…周期値積分回路
5…差分演算回路 6…判定回路

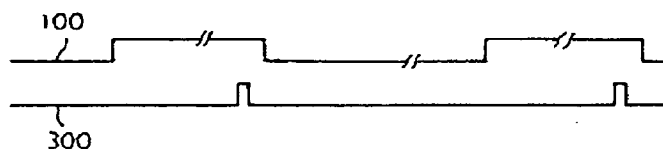
18…水平同期検出回路

代理人 弁理士 関 近 憲 佑

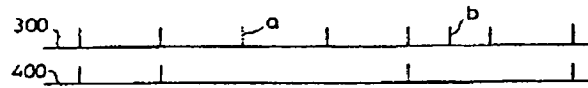
第1図



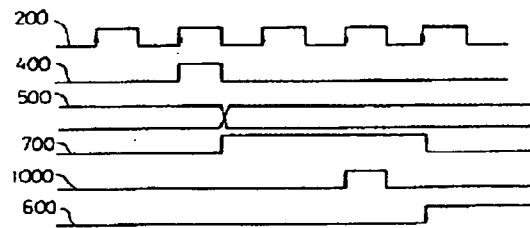
第2図



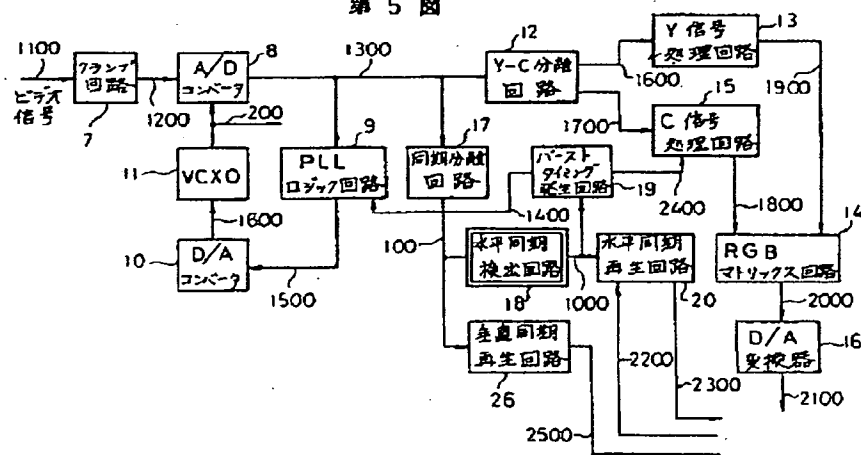
第 3 図



第 4 図



第 5 図



ERROR CORRECTION CODER

Patent Number: JP63180222
Publication date: 1988-07-25
Inventor(s): NAKAJIMA KOICHI
Applicant(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP
Requested Patent: ☐ JP63180222
Application Number: JP19870011687 19870121
Priority Number(s):
IPC Classification: H03M13/22
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To improve the correcting capability by executing random error correction coding, interleaving and burst error correction coding sequentially.

CONSTITUTION: A random error correction coding section 1 applies random error correction coding to an error correction object data 5 to form a coded data 6 with a random error correction data added and applies the result to a 3-phase interleaver 2. The interleaver 2 divides the code into three at a prescribed interval, samples sequentially the obtained data from the head to form a coded data 7 and the result is inputted to a burst error correction coding section 3. The coding section 3 applies the burst error correction coding to the data 7 to add the burst error correction data and the transmission object data 8 is fed to a transmission section 4. The transmission section 4 modulates the input data to output a transmission line transmission data 9. Thus, the correction capability is improved remarkably.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑪ 公開特許公報(A)

昭63-180222

⑫ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和63年(1988)7月25日

H 03 M 13/22

6832-5 J.

審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑭ 発明の名称 誤り訂正符号化器

⑮ 特 願 昭62-11687

⑯ 出 願 昭62(1987)1月21日

⑰ 発 明 者 中 島 宏 一 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号 三菱電機株式会社
内

⑱ 出 願 人 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号

⑲ 代 理 人 弁理士 大岩 増雄 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

誤り訂正符号化器

2. 特許請求の範囲

ディジタル通信の伝送路誤りを訂正するために、誤り訂正対象データを所定の規則に従って符号化する誤り訂正符号化器において、前記誤り訂正対象データに対してランダム誤りの訂正符号化を行う第1の誤り訂正符号化部と、この第1の誤り訂正符号化部の出力データのデータ列を並べ変えるインタリールと、このインタリールの出力データに対してバースト誤りの訂正符号化を行う第2の誤り訂正符号化部とを備えたことを特徴とする誤り訂正符号化器。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

この発明は、ディジタル通信の伝送路誤りを訂正するために、誤り訂正対象データを所定の規則に従って符号化する誤り訂正符号化器に関するものである。

〔従来の技術〕

ディジタル通信においてデータの冗長性が小さい場合には、1ビットの誤りでも通信の障害になることがある。この誤りを訂正するものとして、送信側に誤り訂正符号化器を設けて送信データに、これを検査する誤り訂正データを付加して送信し、受信側に誤り訂正復号化器を設け、この誤り訂正データを用いて送信データの伝送路誤りを訂正する方法がある。

上述した伝送路誤りとしては、データのどこどころのビットにランダムに誤りを生じるランダム誤りと、データの一部が数ビット連続して誤りとなるバースト誤りとがあるが、実際の伝送路においては、後者のバースト誤りがより多く発生すると考えられている。

第5図は従来の誤り訂正符号化器の構成を示すブロック図、第6図はその動作を説明するためのデータフォーマットである。これら各図において、誤り訂正対象データ(5)がバースト誤り訂正符号化部(3)に入力されると、ここで誤り訂正の

ためのバースト誤り訂正データ(11)が付加されて送信対象データ(8)として出力される。この送信対象データ(8)は送信部(4)によって変調され、伝送路送信データ(9)となる。

【発明が解決しようとする問題点】

上述したバースト誤り訂正符号化部(3)は、例えば、シフトレジスタまたはD型フリップフロップ(以下DFFと言う)、排他的論理和回路(以下Ex-ORと言う)およびスイッチ等で構成され、このうちDFFの個数によって誤りが連続するビット数に限度があり、この数を越えて誤りが連続すると、その誤り訂正ができなくなると言う問題点があった。

この発明は上記の問題点を解決するためになされたもので、レジスタまたはDFFの個数が少なくとも、ビット数の多いバースト誤りを容易に訂正することのできる、訂正能力の高い誤り訂正符号化器の提供を目的とする。

【問題点を解決するための手段】

この発明に係る誤り訂正符号化器は、誤り訂正

対象データに対してランダム誤りの訂正符号化を行う第1の誤り訂正符号化部と、この第1の誤り訂正符号化部の出力データのデータ列を並べ変えるインタリーバと、このインタリーバの出力データに対してバースト誤りの訂正符号化を行う第2の誤り訂正符号化部とを備えたものである。

【作用】

この発明においては、第1の誤り訂正符号化部でランダム誤りの訂正符号化を行うことによって誤り訂正対象データにランダム誤り訂正データを付加したデータを作り、次いで、このデータをインタリーバによってデータ列を並べ変え、さらに、並べ変えたデータに対して第2の誤り訂正符号化部がバースト誤りの訂正符号化を行ってバースト誤り訂正データを付加する。このようにすれば、誤り訂正対象データにビット数の多いバースト誤りが生じてもデータの並べ変えによって復号化の段階でビット数の少ないバースト誤りを訂正すればよく、これによって誤り訂正能力を格段に向上させることができる。

【実施例】

第1図はこの発明の一実施例の構成を示すブロック図であり、従来装置を示す第5図と同一の符号を付したものはそれぞれ同一の要素を示している。そしてバースト誤り訂正符号化部(3)の前端に、誤り訂正対象データ(5)を入力してランダム誤り訂正符号化を行うランダム誤り訂正符号化部(1)と、このランダム誤り訂正符号化部(1)から出力される符号化データ(6)を3相のデータ列に並べ変えて、符号化データ(7)をバースト誤り訂正符号化部(3)に入力する3相インタリーバ(2)とを設けた点が第5図と異なっている。

上記のように構成された誤り訂正符号化器の動作を第2図(a),(b)に示したデータフォーマットをも参照して説明する。

まず、ランダム誤り訂正符号化部(1)は、誤り訂正対象データ(5)に対してランダム誤り訂正符号化を行って、第2図(a)に示すように、ランダム誤り訂正データ(10)を付加した符号化データ(7)を作り、3相インタリーバ(2)に加える。3

相インタリーバ(2)は一定の間隔で3分割すると共に、得られたデータを先頭から順次サンプリングすることにより符号化データ(7)を作り、バースト誤り訂正符号化部(3)に入力する。このバースト誤り訂正符号化部(3)は符号化データ(7)に対してバースト誤り訂正符号化を行って、第2図(b)に示すように、バースト誤り訂正データ(11)を付加して送信対象データ(8)を送信部(4)に加える。送信部(4)では前述したように、入力データを変調して伝送路送信データ(9)を出力する。

第4図はランダム誤り訂正符号化部(1)の詳細な構成を示すもので、並列配置されたDFF(11)～(17)のうち、DFF(11),(12),(13),(14)の間にEx-OR(21),(22),(23)が、DFF(15),(16)の間にEx-OR(24)が、DFF(17)の出力回路にEx-OR(25)がそれぞれ挿入されており、さらに、Ex-OR(25)の出力端がスイッチS2を介してDFF(11)の入力端とEx-OR(21)～(24)の残り入力端とにそれぞれ接続され、切換スイッチS1の一方の切換端子aがEx-OR(25)の出力端に、他方の切換端子bが

Ex-OR(25)の残りの入力端にそれぞれ接続されており、切換スイッチS1の他方の切換端子に入力データを加え、切換スイッチS1の共通端子cからデータを取り出すようになっており、これらが次式の割算回路を形成している。

$$G(x) = x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1 \dots (1)$$

この第3図において、誤り訂正対象データ(7)の入力中に、切換スイッチS1が端子a側に接続されると共に、スイッチS2が閉成されることにより、誤り訂正対象データ(5)がそのまま出力される。この誤り訂正対象データ(5)の入力が終了した段階で切換スイッチS1を端子b側に接続すると共に、スイッチS2を開放すると(1)式の生成多項式 $G(x)$ の演算結果がランダム誤り訂正データとして出力される。

次に、第4図は3相インタリーバ(2)の詳細な構成例であり、符号化データ(6)を記憶させるためにメモリ#1、#2、#3を有する記憶部(31)と、その書き込みアドレスを指定する書き込みカウンタ(以下WRカウンタと言う)(32)と、その書き込み

り#3のアドレス2の順にデータを読み出し、さらに、メモリ#1のアドレス3、メモリ#2のアドレス3、メモリ#3のアドレス3に順にデータを読み出すようにする

このように、書き込み側と、読み出し側とでメモリをアクセスする手順を変えることにより、容易にデータを並べ変えることができる。なお、メモリ制御部(34)は記憶部(31)のデータ有無を調べたり、WRカウンタ(32)、RDカウンタ(33)のリセットおよび制御等を行う。

一方、バースト誤り訂正符号化部(3)は上記ランダム誤り訂正符号化部(1)とほぼ同じ構成で、生成多項式 $G(x)$ が異なるのみであることから、これに対する詳細な構成説明を省略する。

以上、好適な実施例について説明したが、本発明はこの実施例に限定されるものではなく、例えば、3相インタリーバの代わりに、4相あるいは5相などの複数相インタリーバを用いても、さらには、ランダム誤り訂正符号化部(3)の機能をマイクロコンピュータに持たせて上述したと同様な

アドレスを指定する読み出しカウンタ(以下RDカウンタと言う)(33)と、これらを制御するメモリ制御部(34)とを備えている。この3相インタリーバ(2)は上述したように入力データの並び方がある規則に従って変換するものであり、その方法としては、データ書き込み側およびデータ読み出し側のどちらでも可能であるが、読み出し側で操作する場合の具体的な動作を以下に説明する。

まず、書き込み側では、最初からn番目までに入力されるデータ1～データnをメモリ#1のアドレス1～アドレスnに書き込み、続いて、n+1番目から2n番目までに入力されるデータ(n+1)+1～データ(2n)をメモリ#2のアドレス1～アドレスnに書き込み、さらに、(2n+1)番目から(3n)番目までに入力されるデータ(2n+1)～データ(3n)をメモリ#3のアドレス1～アドレスnに書き込む。

次に、読み出し側では、メモリ#1のアドレス1、メモリ#2のアドレス1、メモリ#3のアドレス1の順にデータを読み出し、続いて、メモリ#1のアドレス2、メモリ#2のアドレス2、メモ

動作を行わせてもよい。

〔発明の効果〕

以上のように、この発明によれば、ランダム誤り訂正符号化、インタリーブ化およびバースト誤り訂正符号化を順次に行うように構成したので、従来装置では対処できなかったビット数の多いバースト誤りが生じた場合でも、インタリーブの逆動作であるデインタリーブ化の後、ランダム誤り訂正の符号化により誤り訂正が可能となり、これによって訂正能力を格段に向上させることができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の一実施例の構成を示すブロック図、第2図は同実施例の動作を説明するためのデータフォーマット、第3図および第4図はそれぞれ同実施例の主要素の詳細な構成を示すブロック図、第5図は従来の誤り訂正符号化器の構成を示すブロック図、第6図はこの誤り訂正符号化器の動作を説明するためのデータフォーマットである。

図において、

(1) はランダム誤り訂正符号化部、

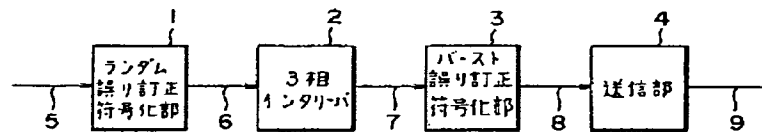
(2) は3相インタリバ、

(3) はバースト誤り訂正符号化部。

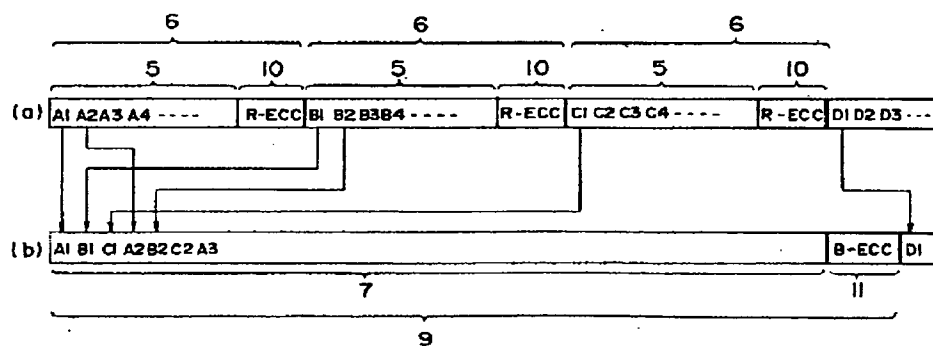
なお、各図中、同一符号は同一又は相当部分を
示す。

代 理 人 大 岩 増 雄

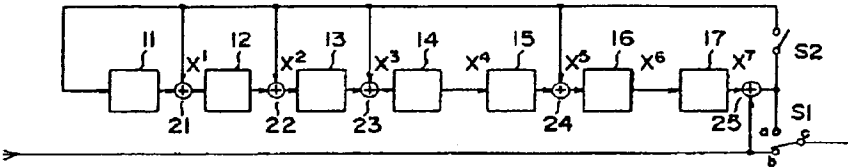
第1図



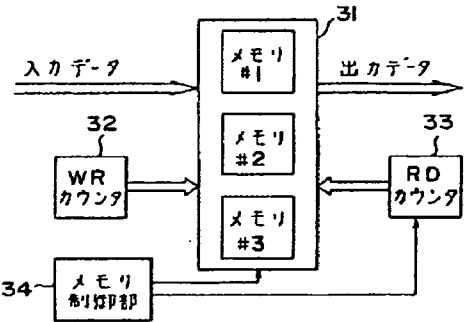
第2図



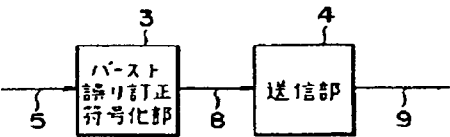
第3図



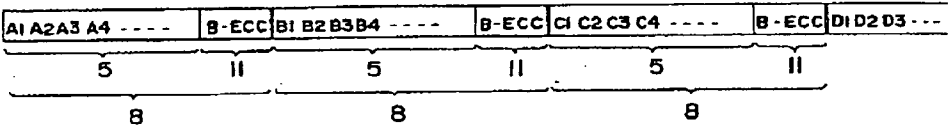
第4図



第5図



第6図



手続補正書(自発)

昭和 62 年 7 月 28 日

特許庁長官殿

1. 事件の表示 特願昭62-011687号

2. 発明の名称

誤り訂正符号化器

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人
住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
名 称 (601) 三菱電機株式会社
代表者 志 岐 守 哉

4. 代 理 人

住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
三菱電機株式会社内

氏 名 (7375) 弁理士 大 岩 増 雄
(連絡先03(213)3421特許部)

5. 補正の対象

明細書の発明の詳細な説明の欄。

6. 補正の内容

(1) 明細書第3頁第2行の「送信対象データ(8)」という記載を「送信対象データ(8)」と補正する。

(2) 明細書第3頁第7行～第8行の「シフトレジスタまたはD型フリップフロップ」という記載を「D型フリップフロップ」と補正する。

(3) 明細書第3頁第9行～第12行の「構成され、…連続すると、」という記載を次のように補正する。

「構成され、バースト誤り訂正符号の誤り訂正能力を超えるビット誤りが連続すると、」

(4) 明細書第3頁第15行～第16行の「もので、…ビット数」という記載を「もので、ビット数」と補正する。

(5) 明細書第4頁第18行～第19行の「段階でビット数一すればよく、」という記載を次のように補正する。

「段階でバースト誤りをランダム誤りに変換するので、」

(6) 明細書第7頁第8行の「端子a側」という記載を「端子b側」と補正する。

(7) 明細書第7頁第12行の「端子b側」という記載を「端子a側」と補正する。

(8) 明細書第8頁第12行の「データ(n+1)+1～」という記載を「データ(n+1)～」と補正する。

(9) 明細書第10頁第9行の「誤り訂正の符号化」という記載を「誤り訂正の復号化」と補正する。

以 上



A/D CONVERTER

Patent Number: JP2094814
 Publication date: 1990-04-05
 Inventor(s): FUJISHIMA YUKITOMI; others: 01
 Applicant(s): TOSHIBA CORP
 Requested Patent: ☐ JP2094814
 Application Number: JP19880245983 19880930
 Priority Number(s):
 IPC Classification: H03M1/12; H04N7/13
 EC Classification:
 Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To reduce noise by inputting the same analog signal to excess A/D converters, summing their digital outputs and dividing the result by the number of added signals when analog signals less than number of the A/D converters in a digital TV in which plural number of the A/D converters are employed.

CONSTITUTION: An analog switch 7 is provided, which switches an SVHS C signal also to an input composite video signal of an A/D converter 4. Outputs of two A/D converters 3, 4 are added by an adder 8 and the result is divided by 2 at a multiplier 10. In order to halve the gain, the multiplier 10 is to be shifted by one bit. Thus, analog noise caused at the MSB change point is halved and the noise is divided into two and outputted with a timewise deviation. That is, the level of the analog noise generated at the MSB change point is decreased and scattered timewise.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-94814

⑤ Int. Cl.⁵

H 03 M 1/12
H 04 N 7/13

識別記号

庁内整理番号

C 6832-5J
Z 6957-5C

⑬ 公開 平成2年(1990)4月5日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全4頁)

⑭ 発明の名称 A/D変換器

⑮ 特 願 昭63-245983

⑯ 出 願 昭63(1988)9月30日

⑰ 発 明 者 藤 嶋 之 富 神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝横浜
事業所家電技術研究所内

⑱ 発 明 者 山 田 雅 弘 神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝横浜
事業所家電技術研究所内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁 理 士 鈴 江 武 彦 外2名

明 細 書

(従来技術)

1. 発明の名称

A/D変換器

2. 特許請求の範囲

入力アナログ信号の数より多い複数個のA/D変換器を内蔵したデジタル信号処理を行なうテレビジョン受像機において、同一アナログ信号を複数個のA/D変換器に分配するスイッチ回路と、このスイッチ回路により同一アナログ信号が複数個のA/D変換器に入力された時各A/D変換器の出力を選択するセレクターと、このセレクターにより選択された出力を加算する加算器とを具備することを特徴とするA/D変換器。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の目的〕

(産業上の利用分野)

本発明は、デジタル信号処理を行なうテレビジョン受像機(以下デジタルTVと言う)のA/D(アナログ/デジタル)変換器に関する。

現在のデジタルTVは高画質化が計られている。従って第4図の様にSVHSのC信号用の入力端子2を持つことが多く、その場合はSVHSのC信号入力用のA/D変換器4が設けられている。またこれらデジタルTVは、多機能化も計られ主画面のA/D変換器以外に副画面映像信号用A/D変換器を持っている場合も考えられる。尚、このようなデジタルTVはコンポジットビデオとSVHSのY信号共通入力端子1がコンポジットビデオとSVHSのY信号用A/D変換器3に接続され、このA/D変換器3のコンポジットビデオとSVHSのY信号のデジタルデータ出力端子5はデジタル信号処理回路へ接続される。前記A/D変換器4のSVHSのC信号用のデジタルデータ出力端子6はデジタル信号処理回路へ接続される。

しかし、主画面のみをコンポジットビデオ信号入力で映し出している場合、この主画面コンポジットビデオ信号用A/D変換器以外は、全く使用

されていない。

一方、デジタルTVのビデオ信号はデジタル信号時、周辺のノイズの混入及び各能動素子の熱雑音の混入によるS/N劣化はない。従ってデジタルTVでの上述の様なノイズの混入等によるS/N劣化はA/D変換以前及びD/A変換以後に限られる。特に、A/D変換以前へのデジタル回路等のノイズ混入は、コンポジットビデオ信号のY/C分離に悪影響を与えたり、単なるS/N劣化に止まらない。また、ビデオ信号はA/D変換されれば必ず量子化ノイズを発生する。

(発明が解決しようとする課題)

本発明は、従来技術ではS/N劣化等がある点に鑑みてなされたもので、A/D変換器で発生するノイズの混入の低減、A/D変換器の分解能の向上によって、デジタルTV全体の画質を向上させ得るA/D変換器を提供することを目的とする。

[発明の構成]

(課題を解決するための手段と作用)

には1ビットシフトするだけでよい。9ビット得られる出力はそのまま使用しても、上位8ビットだけを次のデジタル信号処理回路に供給してもよい。

これら第1図の回路にSVHS信号が入力された場合は、スイッチ7は入力端子2側に接続され回路動作は第4図と全く同じになる。

次に、A/D変換器内で発生するノイズを考える。まずMSBが変化するスイッチングノイズが考えられる。つまりデジタルデータがここを境に全て1→0又は0→1と変化する。するとこれら出力のデジタルデータの急変は入力アナログデータへ電圧を介するなどしてノイズを混入する可能性がある。

そこでスイッチ7を入力端子1側に接続した状態でA/D変換器3とA/D変換器4の入力端子に入ってくる信号の直流成分をわずかにずらしたり、A/D変換器3とA/D変換器4のダイナミックレンジの上・下限をわずかにずらしたりして2つのA/D変換器出力にDCオフセットを与え

本発明は、A/D変換器が複数個あるデジタルTVにおいて、A/D変換器の数より少ないアナログ信号が入力された場合、余るA/D変換器にも同じアナログ信号を入力する。そして、同じアナログ信号を入力したA/D変換器のデジタル出力を加算し、その後加算した数で除す。

するとA/D変換器ごとに発生しているノイズに相関がなければ、出力でのノイズは $1/(A/D変換器の数)$ となる。

(実施例)

次に図面を参照して本発明の実施例を詳細に説明する。

第1図は本発明の一実施例であり、第1図中、第4図と同一部分は同一符号を付す。即ち、SVHSのC信号用のA/D変換器4の入力をコンポジットビデオ信号入力端子1にも切り換えられるようにアナログスイッチ7を設ける。そして2つのA/D変換器3、4の出力を加算し、2で除すために、加算器8、セレクター9、乗算器10を設ける。この場合乗算器10はゲインを $1/2$ にする

る。すると、前述のMSBの変化する点は、A/D変換器3、A/D変換器4で時間的なずれを生じる。そしてそれぞれMSB変化点で発生するアナログノイズは $1/2$ にされ2つに別かれて時間的なずれを生じ、出力されることになる。つまり、MSB変化点で発生するアナログノイズはレベルが下げられ時間的に分散させられる。

その他にA/D変換器内で発生するノイズはA/D変換器3とA/D変換器4で相関のないものについては全てエネルギーで $1/2$ 、得られるデジタルデータの電圧出力で $1/\sqrt{2} \approx -3\text{dB}$ となる。

第1図を簡易化すると第2図の様になる。すなわち、セレクター9の0固定であった入力をA/D変換器3の出力そのものに接続し乗算器10のゲインを $1/2$ 固定とすることが出来る。

この場合、従来に比べ追加が必要となる回路は、アナログスイッチ7とデジタルの加算器8とセレクター9のみとなる。

またA/D変換器3とA/D変換器4の直線性

がA/D変換器のダイナミックレンジ全域にわたり $1/2$ LSB以下の誤差をもっているなら、上述の様なA/D変換器3とA/D変換器4間でのDCオフセットを $1/2$ LSBにすることにより、出力端子5の性能は9ビットになり1ビット向上させることが出来る。従って、以後のデジタル信号処理回路でも、コンポジットビデオ信号入力時は1ビット信号の性能を上げた状態で信号処理が可能となる。この場合の接続は第3図の様に第2図の入力端子1とA/D変換器4の間に $1/2$ LSB DCシフト回路11を設けるだけでよい。又、A/D変換器3とA/D変換器4のダイナミックレンジの上・下限は2つの間に $1/2$ LSBオフセットを持たせるだけでもよい。

尚、本発明はA/D変換器4を副画面表示機能の付いたデジタルTVの副画面用A/D変換器と置き換えることも可能である。また、第1図の加算器8の出力にさらに副画面用A/D変換器出力を加算し乗算器10のゲインを $1/3$ にすることも考えられる。

C信号用A/D変換器、6…SVHSのC信号用デジタルデータ出力端子、7…アナログスイッチ、8…加算器、9…セレクター、10…乗算器、11… $1/2$ LSB DCシフト回路。

出願人代理人 弁理士 鈴 江 武 彦

この様に、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、この外その要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

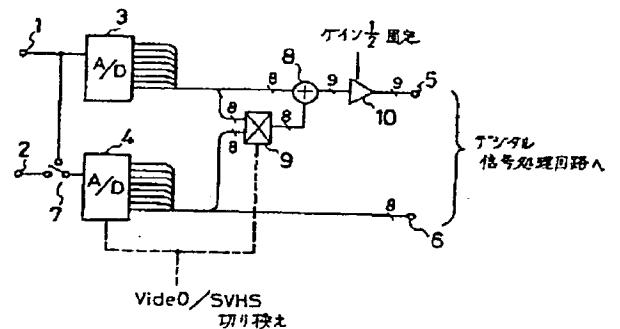
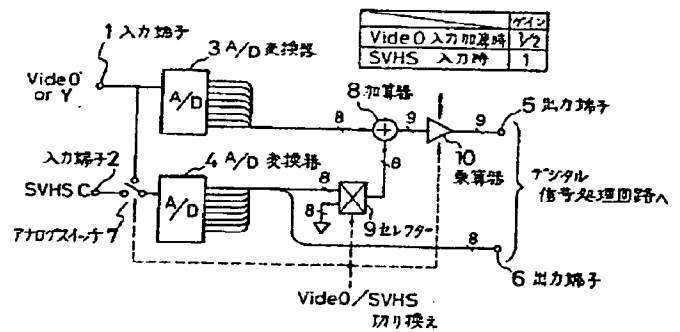
〔発明の効果〕

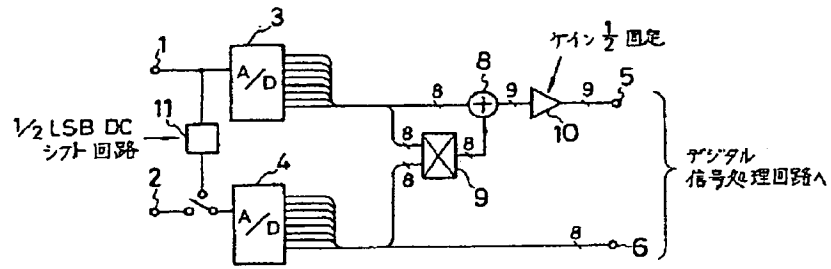
以上詳述したようにこの発明によれば、使用されていないA/D変換器を簡単な追加回路で有効利用しA/D変換器の性能を向上することにより、A/D変換器で発生するノイズの混入の低減、A/D変換器の分解能の向上によって、デジタルTV全体の画質を向上させることができる。

4. 図面の簡単な説明

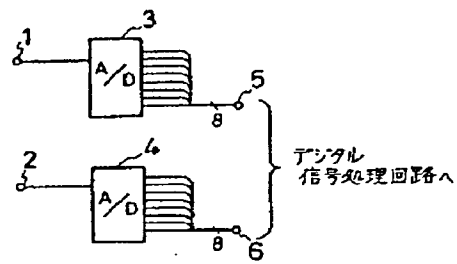
第1図は本発明の一実施例を示す構成説明図、第2図および第3図は第1図の回路を簡化した本発明の他の実施例を示す構成説明図、第4図は従来のA/D変換器を示す構成説明図である。

1…コンポジットビデオとSVHSのY信号共通入力端子、3…コンポジットビデオとSVHSのY信号用A/D変換器、5…コンポジットビデオとSVHSのY信号のデジタルデータ出力端子、2…SVHSのC信号用の入力端子、4…SVHSの





第 3 図



第 4 図

PICTURE TRANSMISSION EQUIPMENT BETWEEN DIGITAL TV RECEIVERS

Patent Number: JP2218279
Publication date: 1990-08-30
Inventor(s): SOBASHIMA HIROSHI; others: 01
Applicant(s): FUJITSU GENERAL LTD
Requested Patent: ☐ JP2218279
Application Number: JP19890039847 19890220
Priority Number(s):
IPC Classification: H04N7/00; H04N7/01; H04N11/04
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To send a still picture between digital TV receivers through the use of a general-purpose telephone line network by sending a picture data written in a picture memory of a digital TV receiver for picture transmission to a digital TV receiver for picture reception via a transmission line, writing the data in a built in picture memory and displaying it on a monitor.

CONSTITUTION: The write to a picture memory 21 is stopped by a memory controller 22 at a digital TV receiver for picture transmission, the readout from the picture memory 21 is repeated and the picture data read from the picture memory 21 is converted into a serial data by a P/S conversion circuit 28, modulated with a prescribed analog signal at a modulator 31 of a MODEM 30 and the result is outputted to a transmission line 40 via an NCU 33. A demodulator 72 at the digital TV receiver 5 for picture reception converts the data into a digital data, an S/P conversion circuit 28 converts the data into a parallel picture data and it is written in a picture memory 61. The picture data written in the picture memory 61 is read by the memory controller 62 and outputted on a monitor 64.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平2-218279

⑬ Int. Cl.⁵

H 04 N 7/00
7/01
11/04

識別記号

Z
G

庁内整理番号

8838-5C
7734-5C
7033-5C

⑭ 公開 平成2年(1990)8月30日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 デジタルTV受像機間画像伝送装置

⑯ 特 願 平1-39847

⑰ 出 願 平1(1989)2月20日

⑱ 発 明 者 傍 島 拓 神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式会社富士通ゼネラル内

⑲ 発 明 者 鈴木 進 神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式会社富士通ゼネラル内

⑳ 出 願 人 株式会社富士通ゼネラル 神奈川県川崎市高津区末長1116番地

㉑ 代 理 人 弁理士 古澤 俊明 外1名

明 承田 登

1. 発明の名称

デジタルTV受像機間画像伝送装置

2. 特許請求の範囲

(1) 入力映像信号をデジタルの画像データに変換するA/D変換回路と、メモリコントローラで読み書き制御され、前記A/D変換回路から出力する画像データが書き込まれる画像メモリと、この画像メモリから読み出された画像データをアナログの映像信号に変換するD/A変換回路と、このD/A変換回路で変換された映像信号を表示画面に表示するモニタとを具備してなるデジタルTV受像機を2つ設け、この2つのデジタルTV受像機的一方を画像送信用とし、他方を画像受信用とし、前記画像送信用のデジタルTV受像機側に、内蔵の前記画像メモリから読み出された並列の画像データを直列のデータに変換して出力する並列・直列変換回路と、この並列・直列変換回路から出力するデータをアナログ信号に変換して伝送線路に出力する変調器とを設け、前記画像受信用のデ

ジタルTV受像機側に、前記伝送線路によって伝送されたアナログ信号からデジタルデータを復調する復調器と、この復調器で復調された直列のデータを並列の画像データに変換して出力する直列・並列変換回路と、この直列・並列変換回路から出力する画像データと内蔵のA/D変換回路から出力する画像データとを内蔵の画像メモリに切り換えて出力する切換回路とを設けてなることを特徴とするデジタルTV受像機間画像伝送装置。

3. 発明の詳細な説明

[産業上の利用分野]

本発明は、デジタルテレビジョン(以下単にデジタルTVと記述する)受像機間において画像伝送ができるようにしたデジタルTV受像機間画像伝送装置に関するものである。

[従来の技術]

現在汎用されているTV(テレビジョン)受像機は、送られてきたテレビ信号を処理し、映像をCRT(陰極線管)へ出力する信号処理系にアナログ技術が使用されたアナログTV受像機であるので、

このアナログTV受像機間で画像(例えばカラー静止画像)の伝送をすることができなかった。最近、信号処理系にデジタル技術が使用されたデジタルTV受像機(例えば、E.D.T.V(Extended Definition Television)受像機)が開発されているが、このデジタルTV受像機間で画像伝送するものはなかった。

【発明が解決しようとする問題点】

上述のように、現在汎用されているアナログTV受像機間では画像伝送することができず、デジタルTV受像機間で画像伝送するものはなかった。伝送線路(例えば汎用の電話回線網)を用いて、デジタルTV受像機間で画像(例えばビデオカメラで撮ったカラー画像)を伝送することができないという問題点があった。本発明は上述の問題点に鑑みなされたもので、デジタルTV受像機に内蔵された画像メモリ(例えば1フレーム分の画像データを書き込むフレームメモリ)を利用し、伝送線路を用いてデジタルTV受像機間で画像(例えばカラー静止画像)を伝送することができる

デジタルTV受像機間画像伝送装置を提供することを目的とするものである。

【問題点を解決するための手段】

本発明によるデジタルTV受像機間画像伝送装置は、入力映像信号をデジタルの画像データに変換するA/D変換回路と、メモリコントローラで読み書き制御され、前記A/D変換回路から出力する画像データが書き込まれる画像メモリと、この画像メモリから読み出された画像データをアナログの映像信号に変換するD/A変換回路と、このD/A変換回路で変換された映像信号を表示画面に表示するモニタとを具備してなるデジタルTV受像機を2つ設け、この2つのデジタルTV受像機の一方を画像送信用とし、他方を画像受信用とし、前記画像送信用のデジタルTV受像機側に、内蔵の前記画像メモリから読み出された並列の画像データを直列のデータに変換して出力する並列・直列変換回路と、この並列・直列変換回路から出力するデータをアナログ信号に変調して伝送線路に出力する変調器とを設け、前記画像受信用のデ

- 3 -

ジタルTV受像機側に、前記伝送線路によって伝送されたアナログ信号からデジタルデータを復調する復調器と、この復調器で復調された直列のデータを並列の画像データに変換して出力する直列・並列変換回路と、この直列・並列変換回路から出力する画像データと内蔵のA/D変換回路から出力する画像データとを内蔵の画像メモリに切り換えて出力する切換回路とを設けてなることを特徴とするものである。

【作用】

画像送信用のデジタルTV受像機側では、A/D変換回路によって入力映像信号がデジタルの画像データに変換され、メモリコントローラで読み書き制御される画像メモリに書き込まれる。ついで、画像メモリから画像データが読み出され、D/A変換回路でアナログの映像信号に変換されてモニタへ供給される。このため、モニタは、画像メモリの画像データに対応した画像を表示する。ここで、画像伝送を選択すると、画像メモリから読み出された画像データが並列・直列変換回路に

- 4 -

よって直列のデータに変換され、変調器でアナログ信号に変調されて伝送線路に伝送される。

画像受信用のデジタルTV受像機側では、伝送線路によって伝送されたアナログ信号が復調器でデジタル信号に変換され、直列・並列変換回路で並列の画像データに変換され、切換回路を介して画像メモリに書き込まれる。ついで、画像メモリから読み出された画像データが並列・直列変換回路によって直列のデータに変換され、D/A変換回路でアナログの映像信号に変換されてモニタへ供給される。このため、モニタは画像メモリの画像データに対応した画像を表示する。上述のようにして、画像送信用のデジタルTV受像機側から画像受信用のデジタルTV受像機側へ画像が伝送される。

【実施例】

図は本発明によるデジタルTV受像機間画像伝送装置の一実施例を示すものである。この図において、1は画像送信用のデジタルTV受像機、5は画像受信用のデジタルTV受像機である。

- 5 -

- 6 -

前記画像送信用のデジタルTV受像機1は、アンテナ3で受信し、テレビ信号入力端子11を介して入力した複数のカラーテレビ信号の中から所定のカラーテレビ信号を選局するチューナ12と、このチューナ12の出力側に結合されたIF検波回路13と、このIF検波回路13からのカラー映像信号(以下単に映像信号と記述する)と複数のカラービデオ信号入力端子14、15、16から入力するカラー映像信号(以下単に映像信号と記述する)の中から択一的に映像信号を選択する選択回路17と、この選択回路17の出力側に結合されたA/D(アナログ・デジタル)変換回路18と、このA/D変換回路18の出力側に結合されたY/C(輝度信号・色信号)分離回路19と、このY/C分離回路19の出力側に切換回路20の一方の個別端子20a、可動片20m及び共通端子20cを介して結合された画像メモリ(例えば1フレーム分の画像データの書き込みが可能なフレームメモリ)21と、この画像メモリ21の読み書きを制御するメモリコントローラ22と、前記画像メモリ21の出力側に結合されたD/A(

デジタル・アナログ)変換回路23と、このD/A変換回路23の出力側に結合されたモニタ24と、前記画像メモリ21の出力側にオン・オフスイッチ25を介して結合された並列・直列(以下単にP/Sと記述する)変換回路26と、このP/S変換回路26の出力側に結合された伝送データ出力端子27と、伝送データ入力端子28と、この伝送データ入力端子28に入力したデジタルのデータを直列・並列変換して前記切換回路20の他方の個別端子20bに出力する直列・並列(以下単にS/Pと記述する)変換回路29とからなっている。前記画像送信用のデジタルTV受像機1の伝送データ出力端子27と伝送データ入力端子28は、それぞれMODEM(変復調装置)30の変調器31と復調器32を経、NCU(制御装置)33を介して伝送線路(例えば電話回線網)40の一端に結合されている。

前記画像受信用のデジタルTV受像機5は、前記画像送信用のデジタルTV受像機1と同様に、アンテナ7で受信し、テレビ信号入力端子51を介して入力した複数のカラーテレビ信号の中から所定

- 7 -

のカラーテレビ信号を選局するチューナ52と、このチューナ52の出力側に結合されたIF検波回路53と、このIF検波回路53からの映像信号と複数のビデオ信号入力端子54、55、56から入力する映像信号の中から択一的に映像信号を選択する選択回路57と、この選択回路57の出力側に結合されたA/D変換回路58と、このA/D変換回路58の出力側に結合されたY/C分離回路59と、このY/C分離回路59の出力側に切換回路60の一方の個別端子60a、可動片60m及び共通端子60cを介して結合された画像メモリ(例えば1フレーム分の画像データの書き込みが可能なフレームメモリ)61と、この画像メモリ61の読み書きを制御するメモリコントローラ62と、前記画像メモリ61の出力側に結合されたD/A変換回路63と、このD/A変換回路63の出力側に結合されたモニタ64と、前記画像メモリ61の出力側にオン・オフスイッチ65を介して結合されたP/S変換回路66と、このP/S変換回路66の出力側に結合された伝送データ出力端子67と、伝送データ入力端子68と、この伝送デ-

- 8 -

ータ入力端子68に入力したデータを直列・並列変換して前記切換回路60の他方の個別端子60bに出力するS/P変換回路69とからなっている。前記画像送信用のデジタルTV受像機1の伝送データ出力端子67と伝送データ入力端子68は、それぞれMODEM(変復調装置)70の変調器71と復調器72を経、NCU(制御装置)73を介して前記伝送線路(例えば電話回線網)40の他端に結合されている。つぎに、前記実施例の作用について説明する。

画像送信用のデジタルTV受像機1を単なる受像機として利用するときは、切換回路20の可動片20mを一方の個別端子20aに接続し、かつオン・オフスイッチ25をオフする。そして、カラーテレビ信号とカラービデオ信号の中から選択回路17によって選択された映像信号が、A/D変換回路18でデジタルの画像データに変換され、Y/C分離回路19でY(輝度信号)とC(色信号)に分離され、画像メモリ21に書き込まれる。画像メモリ21から読み出された画像データは、D/A変換回路23でアナログの映像信号に変換され、モニタ24に出力され

る。このため、モニタ24は入力映像信号に対応したカラー動画像を表示する。このとき、メモリコントローラ22によって、画像メモリ21への書き込みを停止し、画像メモリ21からの読み出しを繰り返すようにすれば、モニタ24は画像メモリ21内の画像データに対応したカラー静止画像を表示する。画像受信用のデジタルTV受像機5を単なる受像機として利用する場合も、画像送信用のデジタルTV受像機1を単なる受像機として利用する場合と同様なので、説明を省略する。

つぎに、画像送信用のデジタルTV受像機1から画像受信用のデジタルTV受像機5へカラー静止画像を送信する場合について説明する。

画像送信用のデジタルTV受像機1側では、上述のように、メモリコントローラ22によって、画像メモリ21への書き込みを停止し、画像メモリ21からの読み出しを繰り返して、モニタ24で画像メモリ21内の画像データに対応したカラー静止画像を表示している状態において、オン・オフスイッチ25をオンする。すると、画像メモリ21から読み出

された画像データが、P/S変換回路26で直列のデータに変換され、MODEM(変復調装置)30の変調器31で所定のアナログ信号に変調され、NCU33を介して伝送線路40に出力される。

画像受信用のデジタルTV受像機5側では、切換回路60の可動片60aを他方の個別端子60bに接続し、オン・オフスイッチ65をオフする。そして、伝送線路40によって画像送信用のデジタルTV受像機1から伝送されたアナログ信号が、MODEM70のNCU73を経たのち復調器72でデジタルデータに変換され、S/P変換回路69で並列の画像データに変換され、切換回路60を介して画像メモリ61に書き込まれる。この画像メモリ61に書き込まれた画像データは、メモリコントローラ62によって読み出され、D/A変換回路63でアナログの映像信号に変換され、モニタ64に出力される。このため、モニタ64は画像メモリ61内の画像データに対応したカラー静止画像を表示する。したがって、画像送信用のデジタルTV受像機1から画像受信用のデジタルTV受像機5へカラー静止画像が伝

- 11 -

送される。

上記とは逆に、画像受信用のデジタルTV受像機5側から画像送信用のデジタルTV受像機1側へカラー静止画像を送信する場合は、画像受信用のデジタルTV受像機5側の切換回路60の可動片60aを一方の個別端子60aに接続し、オン・オフスイッチ65をオンし、画像送信用のデジタルTV受像機1側の切換回路20の可動片20aを他方の個別端子20bに接続し、オン・オフスイッチ25をオフすれば、上記の場合と同様に作用して、画像受信用のデジタルTV受像機5から画像送信用のデジタルTV受像機1へカラー静止画像が伝送される。

前記実施例では、画像送信用のデジタルTV受像機側と画像受信用のデジタルTV受像機側との間で相互にカラーの静止画像を送信できるようにしたが、本発明はこれに限るものでなく、モノクロの静止画像を送信できるようにすることもできる。

前記実施例では、画像送信用のデジタルTV受像機側及び画像受信用のデジタルTV受像機側の

- 12 -

それぞれに、切換回路と、オン・オフスイッチと、P/S回路と、S/P回路と、変調器、復調器及びNCUからなるMODEMとを設けて、画像送信用のデジタルTV受像機側と画像受信用のデジタルTV受像機側との間で相互にカラー静止画像を送信できるようにしたが、本発明はこれに限るものでなく、少なくとも、画像送信用のデジタルTV受像機側にP/S回路と変調器とを設け、画像受信用のデジタルTV受像機側に切換回路と、S/P回路と、復調器とを設けて、画像送信用のデジタルTV受像機側から画像受信用のデジタルTV受像機側へ画像を送信できるものであればよい。例えば、図の画像送信用のデジタルTV受像機1側において、切換回路20とS/P回路29とオン・オフスイッチ25と復調器32とを省略し、Y/C分離回路19の出力側を直接画像メモリ21に結合し、画像メモリ21の出力側を直接P/S回路26に結合する。そして、画像受信用のデジタルTV受像機5側において、オン・オフスイッチ65とP/S回路66と変調器71とを省略し、画像送信用のデ

- 13 -

- 14 -

デジタルTV受像機1側から画像受信用のデジタルTV受像機5側へのみ画像を送送するようにしてもよい。

〔発明の効果〕

本発明によるデジタルTV受像機間画像伝送装置は、上記のように、画像送信用のデジタルTV受像機側に並列・直列変換回路と変調器とを設け、画像受信用のデジタルTV受像機側に復調器と直列・並列変換回路と切換回路とを設けて、画像送信用のデジタルTV受像機の画像メモリに書き込まれた画像データを、伝送線路を介して画像受信用のデジタルTV受像機側へ伝送し、その内蔵の画像メモリに書き込んでモニタで表示するようにしたので、伝送線路を用いてデジタルTV受像機間で画像の伝送をすることができる。したがって、伝送線路として汎用の電話回線網を用いてデジタルTV受像機間で静止画像の伝送ができる。このため、ビデオカメラで撮った静止画像を自分だけで見るのではなく、汎用の電話回線網を用いて他人に伝送して見てもらうことができる。

4. 図面の簡単な説明

図は本発明によるデジタルTV受像機間画像伝送装置の一実施例を示すブロック図である。

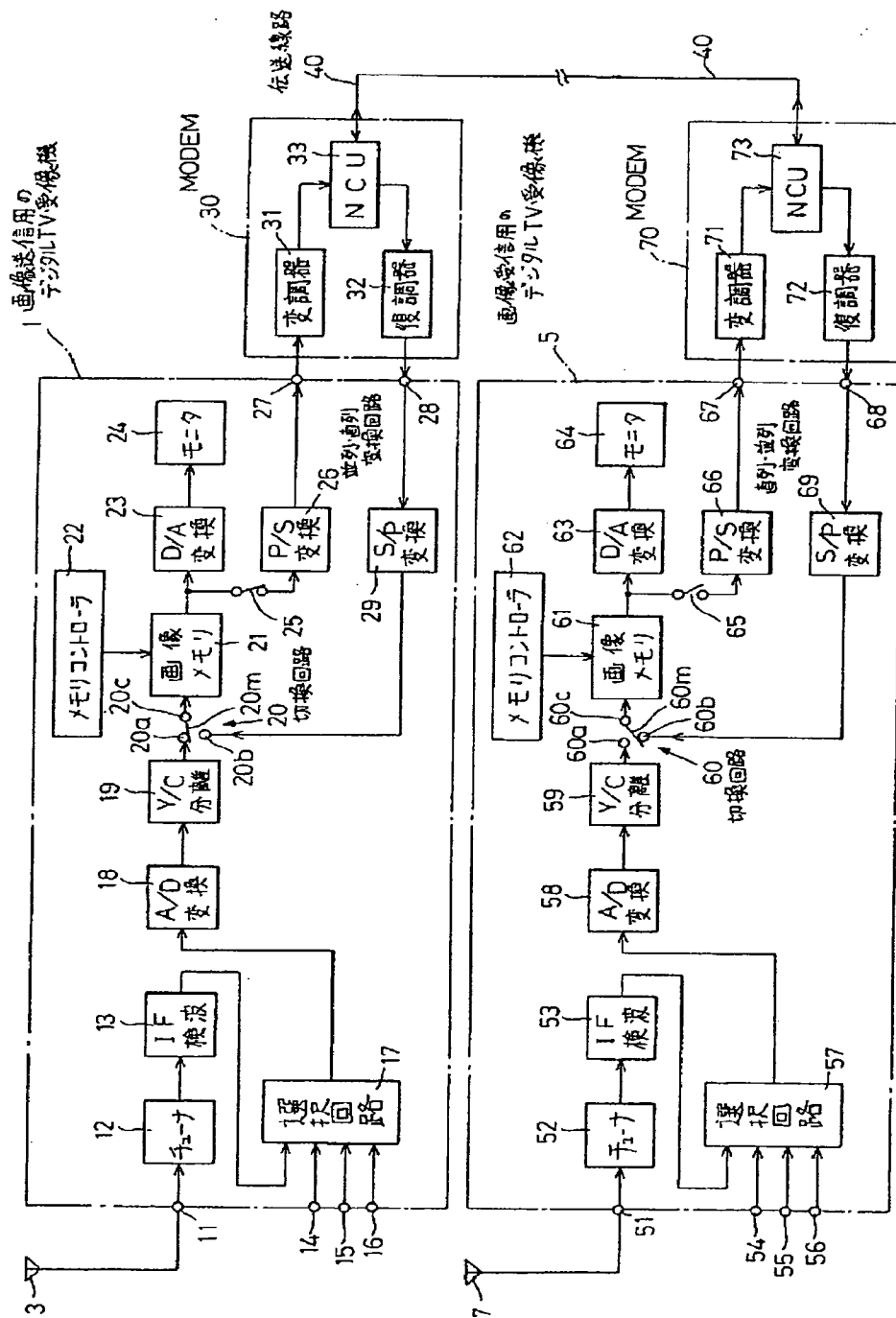
1…画像送信用のデジタルTV受像機、5…画像受信用のデジタルTV受像機、18、58…A/D変換回路、21、61…画像メモリ、22、62…メモリコントローラ、23、63…D/A変換回路、24、64…モニタ、26…P/S変換回路(並列・直列変換回路)、31…変調器、40…伝送線路、60…切換回路、69…S/P変換回路(直列・並列変換回路)、72…復調器。

出 願 人 株式会社富士通ゼネラル

代 理 人 弁理士 古 澤 俊

同 弁理士 加 納 一







**Industry
Canada**

**Industrie
Canada**

**Industrie
Canada**

Canada

[Français](#)
[Home](#)

[Contact Us](#)
[Site Map](#)

Help
What's New

Search
About Us

Canada Site
Registration

Strategis Index:

A B C D E F G H I J K L M N O P Q R S T U V W X Y
Z

CIPO  OPIC

strategis.gc.ca

The Canadian Intellectual Property Office

Canadian Patents Database

02/27/2003 - 08:09:01

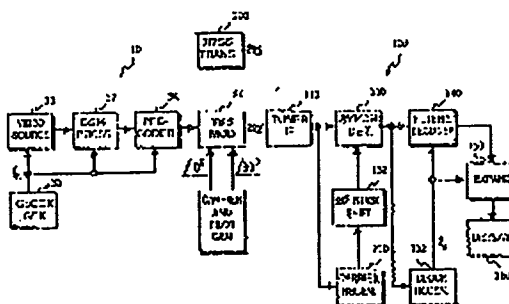
(12) Patent:

(11) CA 2095435

(54) VSB HDTV TRANSMISSION SYSTEM WITH REDUCED NTSC CO-CHANNEL INTERFERENCE

(54) SYSTEME DE TELEDIFFUSION HAUTE DEFINITION A BOITE DE
COMMANDE VIDEO AVEC INTERFERENCE REDUITE SELON LA NORME NTSC

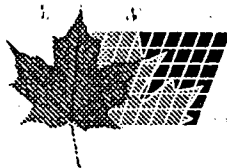
Representative Drawing:



[View or Download Images](#)

ABSTRACT:

A television signal transmission signal comprises a suppressed carrier, VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of a 6MHz television channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of the channel being substantially coincident with the frequency of the suppressed carrier, and the pilot signal in quadrature relation with the suppressed carrier. The suppressed carrier is modulated by an N-level digitally encoded signal having a sample rate f_s substantially equal to three times the NTSC color subcarrier frequency, with the frequency of the color subcarrier being less than the co channel NTSC picture carrier by an amount equal to about $f_s/12$. The received signal is



(72) Citta, Richard W., US

(72) Mutzabaugh, Dennis M., US

(72) Sgrignoli, Gary J., US

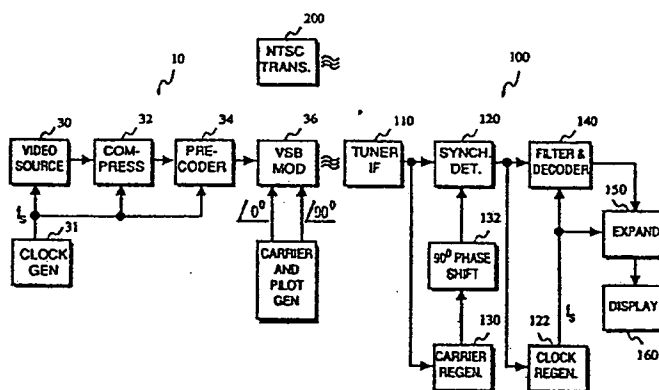
(73) Zenith Electronics Corporation, US

(51) Int. Cl.⁶ H04N 7/50, H04B 1/68, H04N 7/015, H04B 15/00

(30) 1990/11/09 (611,236) US

(54) **SYSTEME DE TELEDIFFUSION HAUTE DEFINITION A BOITE
DE COMMANDE VIDEO AVEC INTERFERENCE REDUITE
SELON LA NORME NTSC**

(54) **VSB HDTV TRANSMISSION SYSTEM WITH REDUCED NTSC
CO-CHANNEL INTERFERENCE**



(57) Signal de transmission de signaux de télévision comprenant une porteuse supprimée, un signal BLR ayant des pentes de Nyquist respectives sur les bords inférieur et supérieur d'un canal de télévision de 6MHz, la fréquence centrale de la pente de Nyquist sur le bord inférieur du canal coïncidant pratiquement avec la fréquence de la porteuse supprimée, et un signal pilote en relation de quadrature avec la porteuse supprimée. La porteuse supprimée est modulée par un signal codé numériquement de niveau N ayant un rythme d'échantillonnage f_s pratiquement égal à trois fois la fréquence de la sous-porteuse couleur NTSC, la

(57) A television signal transmission signal comprises a suppressed carrier, VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of a 6MHz television channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of the channel being substantially coincident with the frequency of the suppressed carrier, and the pilot signal in quadrature relation with the suppressed carrier. The suppressed carrier is modulated by an N-level digitally encoded signal having a sample rate f_s substantially equal to three times the NTSC color subcarrier frequency, with the frequency of the color subcarrier being less than the

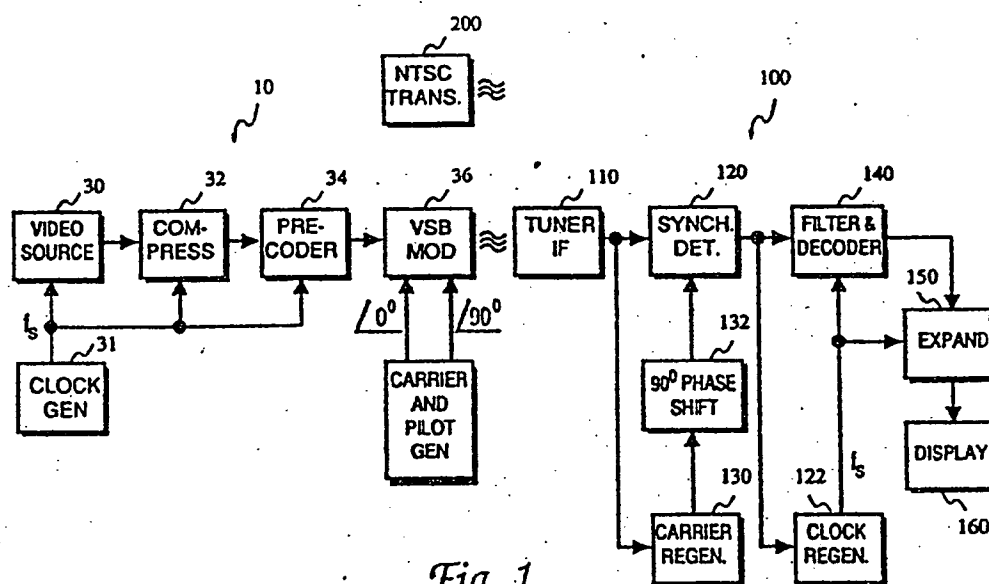


(11)(21)(C) **2,095,435**
(86) 1991/11/07
(87) 1992/05/10
(45) 1999/08/03

fréquence de la sous-porteuse couleur étant inférieure d'une valeur égale à environ $f_s/12$ à la porteuse d'image NTSC dans un même canal. Le signal reçu est démodulé par un détecteur synchrone en réponse au signal pilote reçu et les éléments de battement NTSC parasites sont atténués par un filtre linéaire produisant des flancs raides à $f_s/12$, $5f_s/12$ et $f_s/2$. La sortie du filtre comprend un signal de niveau M, M étant supérieur à N, qui est converti en un signal de sortie de niveau N représentant l'image télévisée.

co-channel NTSC picture carrier by an amount equal to about $f_s/12$. The received signal is demodulated by a synchronous detector in response to the received pilot signal and interfering NTSC beat components are attenuated by a linear filter having notches at $f_s/12$, $5f_s/12$ and $f_s/2$. The output of the filter comprises an M-level signal, where M = greater than N, which is converted to a N-level output signal representing the televised image.

1 / 8



Marks & Clerk

2 / 8

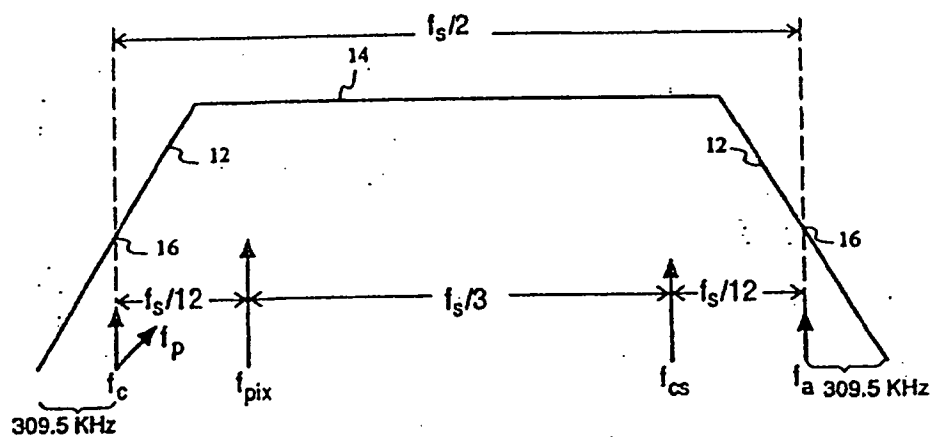


Fig. 2

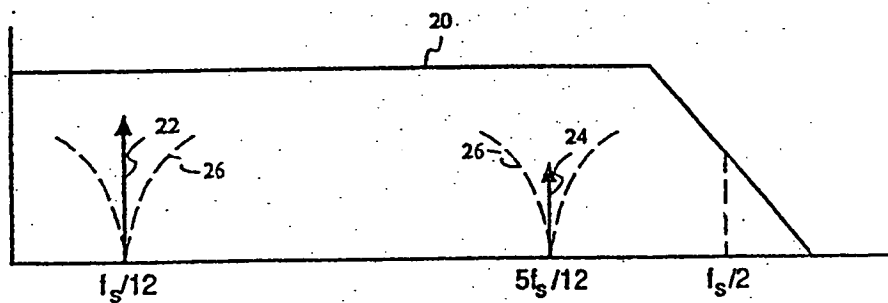


Fig.3

Thinks a Clerk

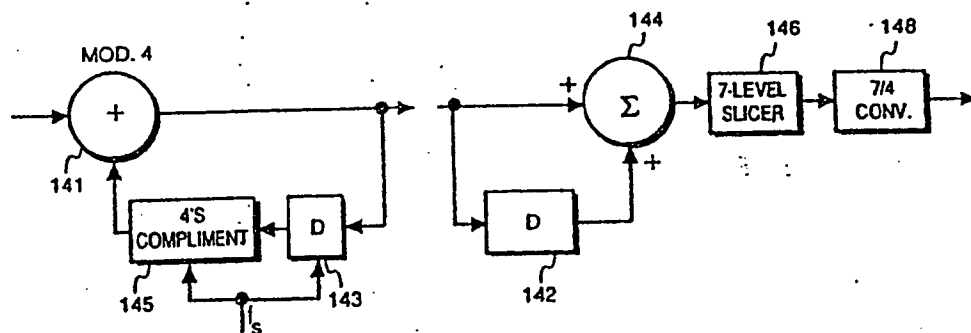


Fig. 4A

Fig. 4B

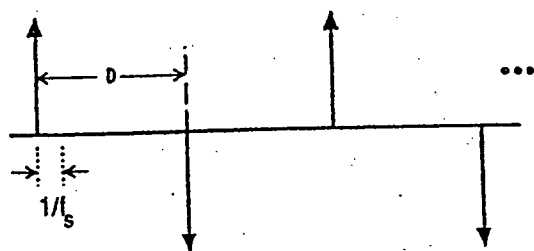


Fig. 5A

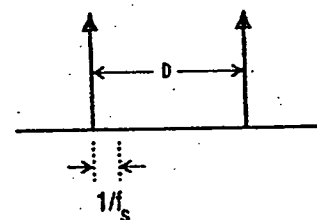


Fig. 5B

Tracks & Clock

4 / 8

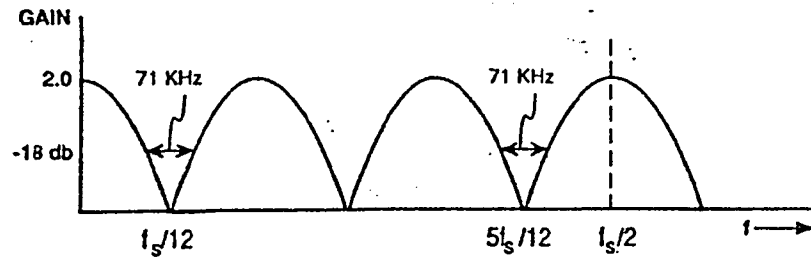


Fig. 6

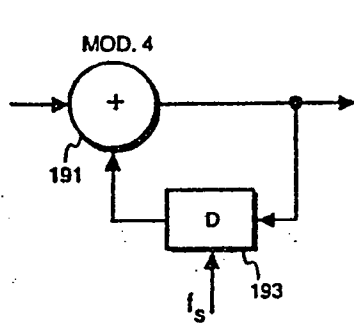


Fig. 7A

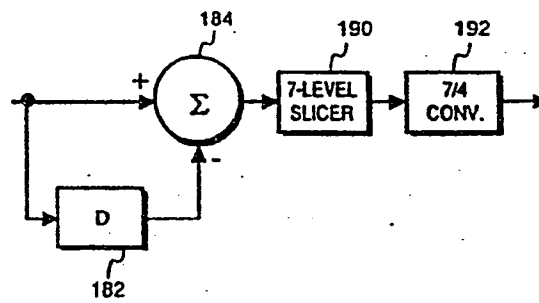


Fig. 7B

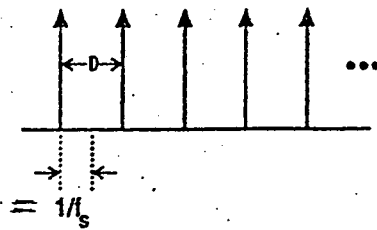


Fig. 8A

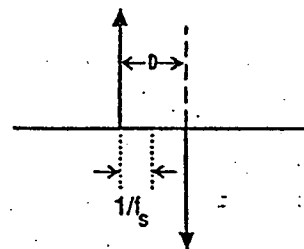


Fig. 8B

Marks & Clerk

5 / 8

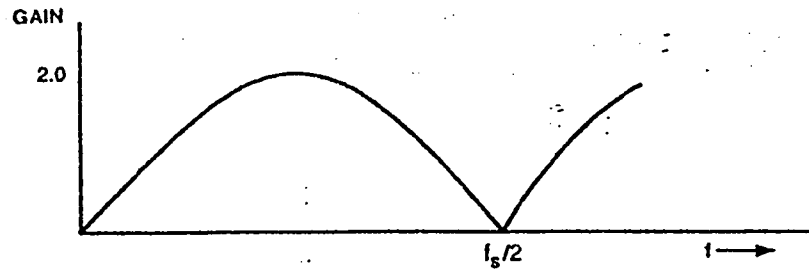


Fig. 9

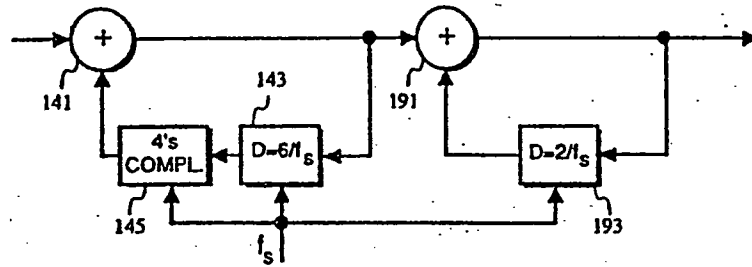


Fig. 10A

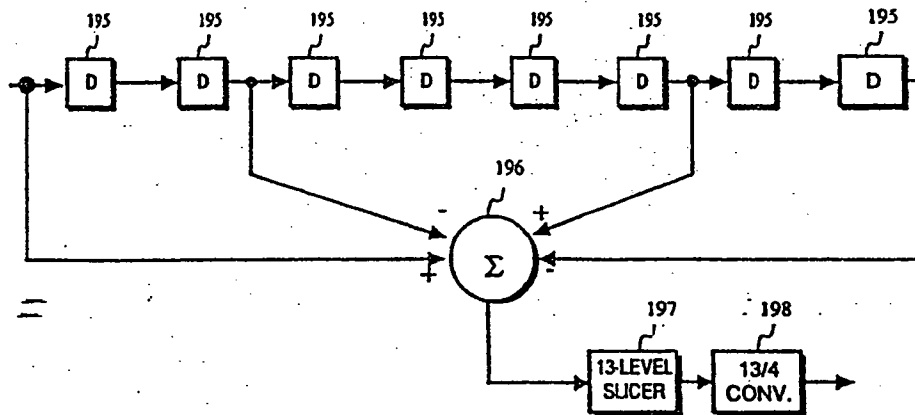


Fig. 10B

Hanks & Clark

6 / 8

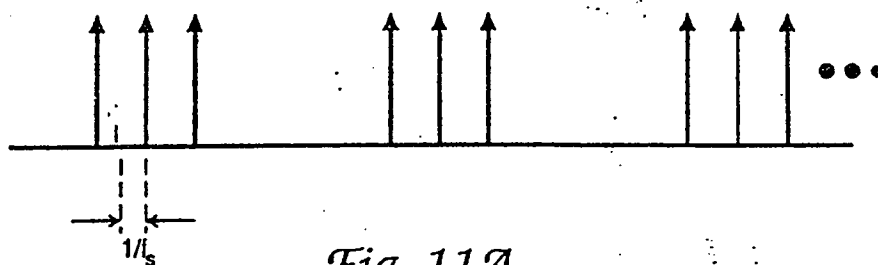


Fig. 11A

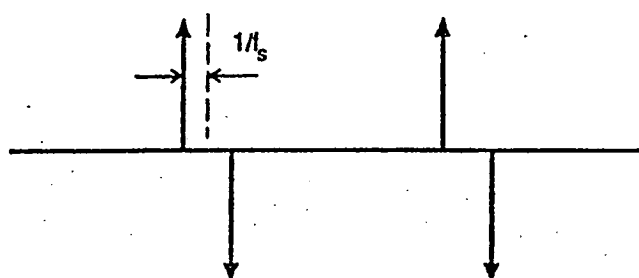


Fig. 11B

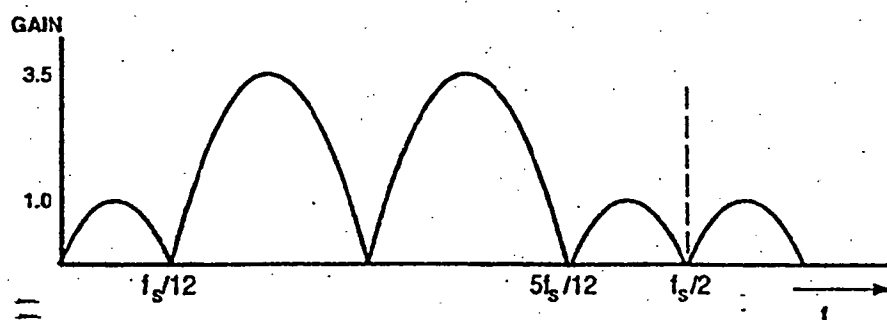


Fig. 12

Marko & Clerk

7 / 8

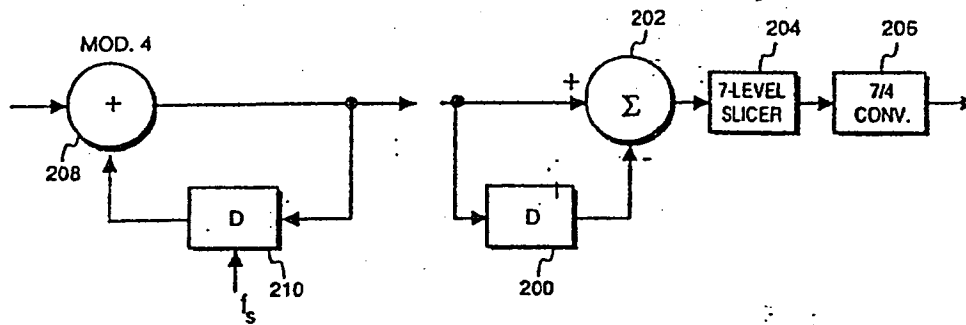


Fig. 13A

Fig. 13B

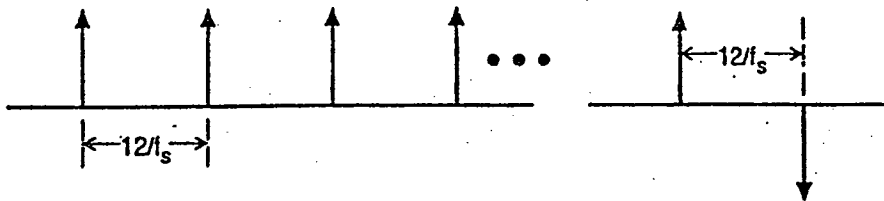


Fig. 14A

Fig. 14B

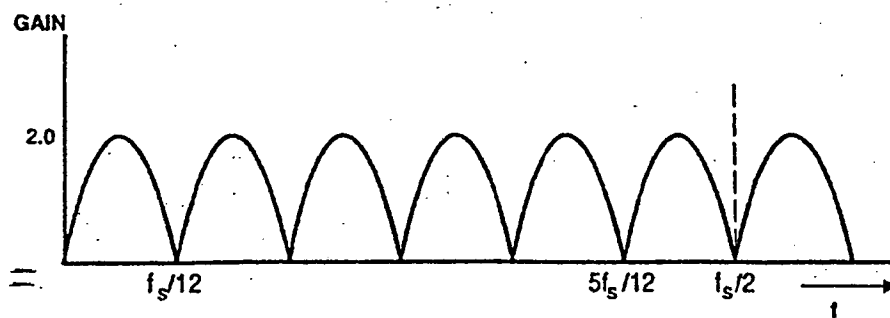


Fig. 15

SUBSTITUTE SHEET

Marks & Clerk

8 / 8

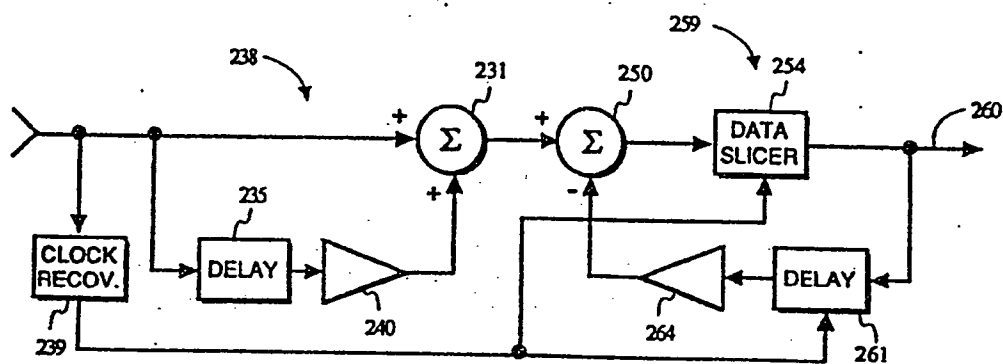


Fig. 16

SUBSTITUTE SHEET

Marks & Clerk

ABSTRACT OF THE DISCLOSURE

A television signal transmission signal comprises a suppressed carrier, VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of a 6MHz television channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of the channel being substantially coincident with the frequency of the suppressed carrier, and the pilot signal in quadrature relation with the suppressed carrier. The suppressed carrier is modulated by an N-level digitally encoded signal having a sample rate f_s substantially equal to three times the NTSC color subcarrier frequency, with the frequency of the color subcarrier being less than the co-channel NTSC picture carrier by an amount equal to about $f_s/12$. The received signal is demodulated by a synchronous detector in response to the received pilot signal and interfering NTSC beat components are attenuated by a linear filter having notches at $f_s/12$, $5f_s/12$ and $f_s/2$. The output of the filter comprises an M-level signal, where $M =$ greater than N , which is converted to a N-level output signal representing the televised image.

-1-

**VSB HDTV TRANSMISSION SYSTEM WITH REDUCED
NTSC CO-CHANNEL INTERFERENCE**

The present invention generally relates to television signal transmission systems and particularly concerns a vestigial sideband (VSB) digital television signal transmission system having reduced susceptibility to NTSC co-channel interference.

The National Television Standards Committee is an industry group that defines how television signals are encoded and transmitted in the U.S.

Simulcast broadcasting is a technique which has been proposed for providing high definition television services without obsoleting the large installed base of NTSC receivers. Simply put, simulcast broadcasting contemplates simultaneous transmission of identical program material encoded in two different formats over respective 6MHz television channels. Thus, for example, a particular program may be encoded in NTSC format for transmission over a first 6MHz television channel and in an HDTV format for transmission over a second different 6MHz television channel. Viewers equipped only with NTSC receivers would therefore be able to receive and reproduce the program encoded in NTSC format by tuning the first channel, while viewers equipped with HDTV receivers would be able to receive and reproduce the same program encoded in HDTV format by tuning the second channel.

The foregoing, of course, contemplates the allocation of additional 6MHz television channels for the transmission of HDTV encoded signals within a given NTSC

-2-

service area. While such additional channels are generally available for this purpose, at least some of the same channels are also quite likely to be allocated for NTSC transmissions in nearby television service areas. This raises the problem of co-channel interference where HDTV and NTSC transmissions over the same channel in nearby television service areas interfere with one another. NTSC co-channel interference into a received HDTV signal is of particular concern due to the relatively large picture and color carriers characterizing an NTSC transmission. HDTV systems employing an all digital transmission standard further add to this concern, since excessive NTSC co-channel interference from a nearby transmitter could abruptly render an HDTV receiver incapable of reproducing any image rather than gradually degrading the performance of the receiver.

A number of proposed HDTV systems contemplate a transmission standard comprising a pair of amplitude modulated, double sideband components having respective suppressed quadrature carriers located in the middle of a 6MHz television channel. While this transmission standard has certain desirable attributes, it also has a number of disadvantages. First and foremost, cross talk between the two quadrature channels can significantly degrade receiver performance unless special care is taken to avoid or compensate for the causes of such cross talk. Other forms of transmission standards, e.g. VSB transmission, are not subject to the cross talk disadvantage and are equally desirable in other respects,

-2a-

especially where the transmission is effected in a digital format. The problem of NTSC co-channel interference, however, remains an important consideration before such a transmission standard can be successfully employed.

Accordingly the invention provides a method of providing a transmission signal for transmission over a selected channel comprising providing an N-level digitally encoded signal at a sample rate f_s ; and modulating a carrier signal with said N-level digitally encoded signal for forming a suppressed carrier VSB transmission signal wherein said transmission signal has a Nyquist bandwidth of $f_s/2$, said carrier signal having a frequency below the picture and color subcarrier frequencies (f_{pix}) and (f_{cs}) of an NTSC co-channel signal of said selected channel by respective first and second predetermined frequencies; said VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of said selected channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (f_c) of said carrier signal and the center frequency of the Nyquist slope at the upper edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (f_c) of said carrier signal plus $f_s/2$.

These and other features and advantages of the invention will be apparent upon reading the following description in conjunction with the drawings, in which:

Fig. 1 is a block diagram of a television signal transmission system constructed in accordance with the

-3-

invention;

Fig. 2 is a graph illustrating the spectrum of a 6MHz HDTV television channel in accordance with the invention.

Fig. 3 is a graph illustrating the response of an HDTV receiver of the invention to co-channel HDTV and NTSC transmission;

Figs. 4A and 4B are block diagrams of complimentary circuits which may be used in the transmitter and receiver respectively of Fig. 1 in accordance with the invention;

Figs. 5A and 5B depict the impulse response characteristics of the circuits shown in Figs. 4A and 4B respectively;

Fig. 6 is a graph illustrating the frequency domain response of the circuit shown in Fig. 4B;

Figs. 7A and 7B are block diagrams of additional complimentary circuits which may be used in the transmitter and receiver respectively of Fig. 1 in accordance with the invention;

Figs. 8A and 8B depict the impulse response characteristics of the circuits shown in Figs. 7A and 7B respectively;

Fig. 9 is a graph illustrating the frequency domain response of the circuit shown in Fig. 8B;

Figs. 10A and 10B are block diagrams of composite

circuits which combine the functions of the circuits of Figs. 4A, 7A and Figs. 4B, 7B respectively;

Figs. 11A and 11B depict the impulse response characteristics of the circuits shown in Figs. 10A and 10B respectively;

Fig. 12 is a graph illustrating the frequency domain response of the circuit shown in Fig. 11B.

Fig. 13A and 13B are block diagrams of a further complimentary circuit pair which may be used in the transmitter and receiver respectively of Fig. 1 in accordance with the invention;

Fig. 14A and 14B depicts the impulse response characteristics of the circuits shown in Figs. 13A and 13B respectively;

Fig. 15 is a graph illustrating the frequency domain response of the circuit shown in Fig. 13B; and;

Fig. 16 is a block diagram of a co-channel interference filter which may be incorporated in the receiver of Fig. 1.

The problem addressed by the present invention is generally illustrated in the block diagram of Fig. 1. An HDTV transmitter, designated generally by reference numeral 10, broadcasts an HDTV encoded signal over a selected 6MHz television channel for reception and reproduction by a corresponding HDTV receiver 100 tuned to the selected channel. At the same time, an NTSC transmitter 200 broadcasts an NTSC encoded signal over the same channel in a nearby television service area. Depending on various factors including its physical location, the HDTV receiver 100 may thus receive an undesired interfering component of considerable strength from the NTSC transmitter 200 in addition to the desired signal from HDTV transmitter 10. Since the undesired interfering signal is transmitted on the same channel as the desired HDTV signal, it is commonly referred to as co-channel interference. The co-channel interfering

signal in the HDTV receiver especially poses a problem in the case where an all digital HDTV transmission standard is employed. In particular, if the co-channel interfering signal is of sufficient strength to "swamp out" the digital HDTV signal in the receiver, the ability of the receiver to reproduce an image of any quality may be completely compromised. Moreover, this impairment of the HDTV receiver may arise quite abruptly with variations in the strength of the interfering NTSC co-channel signal. This is in contrast to analog HDTV transmission systems in which variations in the strength of the interfering NTSC co-channel signal cause gradual changes in the signal-to-noise performance of the receiver.

As is well known in the art, the spectrum of the interfering NTSC co-channel signal occupies a 6 MHz television channel and includes a luma component, a chroma component and an audio component. The luma component has a bandwidth of about 4MHz and is modulated on a picture carrier spaced 1.25MHz from one end of the channel. The chroma component, which has a bandwidth of about 1MHz, is modulated on a subcarrier spaced about 3.58MHz from the picture carrier. The audio component is modulated on a carrier spaced 0.25MHz from the other end of the channel (i.e. 4.5MHz from the picture carrier). The major contributors to co-channel interference are the relatively large NTSC picture carrier and chroma subcarrier, and to a lesser extent the audio carrier.

Fig. 2 illustrates the spectrum of an HDTV transmission channel according to the present invention. The channel occupies 6 MHz corresponding to an NTSC transmission channel through which a VSB signal is transmitted as illustrated. More particularly, a respective Nyquist slope 12 is provided at each edge of the channel with a substantially flat response portion 14 extending therebetween. The interval between the center frequencies 16 of the respective Nyquist slopes 12 define

the Nyquist bandwidth of the channel which can be expressed as $f_s/2$, where f_s is the sampling rate of the data to be transmitted through the channel. A suppressed picture carrier f_c for the channel is selected to have a frequency corresponding to the center frequency 16 of the Nyquist slope 12 at the lower edge of the channel, which therefore comprises a vestigial sideband portion including the frequencies along Nyquist slope 12 at the lower edge of the channel and a single sideband portion including the remaining frequencies up to the upper edge of the channel. It will be appreciated that modulation of the picture carrier f_c results in quadrature components at all frequencies except the frequency of the picture carrier itself. This allows a quadrature pilot f_p to be inserted in the channel at the frequency of the picture carrier f_c to facilitate its regeneration at the receiver without interference from quadrature components resulting from modulation of the picture carrier.

In accordance with the invention, the Nyquist bandwidth $f_s/2$ of the channel can be thought of as being divided into six (6) equal parts. The interval between the co-channel NTSC picture carrier f_{pix} and color subcarrier f_{cs} , taken in relation to the picture carrier frequency f_{pix} , is defined as comprising four (4) of the six (6) parts, such that $f_{cs} = (4/6) f_s/2$. Therefore, $f_{cs} = f_s/3$ or, stated otherwise, the sampling rate $f_s = 3 f_{cs}$, which equals approximately 10.762 MHz. Furthermore, in accordance with the foregoing the interval between the picture carrier f_c and the co-channel NTSC picture carrier f_{pix} comprises $f_s/12$ and the interval between the center frequency 16 of the Nyquist slope 12 at the upper edge of the channel and the co-channel NTSC color subcarrier f_{cs} likewise equals $f_s/12$. The intervals from the center frequencies 16 of the Nyquist slopes 12 to the respective channel edges thus comprise approximately 309.5 KHz.

Fig. 3 depicts the baseband response of HDTV receiver 100. As illustrated in this figure, the nominal

response of the HDTV receiver is substantially flat across the channel as represented by curve 20, and is characterized by a Nyquist bandwidth of $f_s/2$. The baseband HDTV signal is preferably produced by a synchronous detector in response to a regenerated carrier having a frequency and phase corresponding to the suppressed HDTV carrier f_c . In the presence of an NTSC co-channel signal, detection in response to the regenerated carrier will also provide a pair of interfering beat signals at frequencies corresponding to $f_s/12$ and $5f_s/12$. In particular, a first interfering beat signal will be produced at a frequency corresponding to $f_s/12$ in response to the regenerated carrier and the NTSC picture carrier and a second beat signal will be produced at a frequency corresponding to $5f_s/12$ in response to the regenerated carrier and the NTSC chroma subcarrier. The interfering beat signals are represented in Fig. 3 by reference numerals 22 and 24 respectively. As will be explained in further detail hereinafter, receiver 100 includes a filter having a response including respective notches at these two beat frequencies, as represented by reference numeral 26, for reducing the effect of the co-channel interference beats.

It may be desirable to lock the data sampling rate f_s to a multiple of the horizontal scanning rate f_h of the NTSC transmission to, for example, facilitate conversion between NTSC and HDTV encoded signals. Relating the nominal video sampling rate f_s to the NTSC horizontal scanning rate f_h provides:

$$f_s = 3f_{cs} = 3(455f_h/2) = 682.5f_h$$

Therefore, in order to establish an integral relation between, f_s and f_h , f_s can be selected to equal a multiple of f_h between, for example, 680 and 684. In a presently preferred embodiment of the invention, the sampling rate f_s has been selected to equal 684 f_h . In any case, the notches of response 26 will slightly deviate

from their nominal frequencies, but this can be at least partially offset by slightly shifting the HDTV RF channel so that the NTSC interference beats more closely coincide with the deviated notches. For example, this may be achieved in the case where the video sampling rate f_s is selected to be $684f_h$ by shifting the RF channel by about 38 KHz toward its lower edge. It may also be desirable to further slightly shift the RF channel for setting the picture carrier frequency f_c equal to an integer multiple of one-half the NTSC horizontal line rate to, for example, facilitate the use of a line comb to recover certain components of the HDTV signal, such as a sync component.

In accordance with the foregoing, and referring back to Fig. 1, the HDTV transmitter 10 comprises a video source 30 receiving a clock signal f_s from a clock generator 31 to provide a digital video signal having a bandwidth of up to about 37 MHz at a data sampling rate of f_s , where f_s is nominally equal to 3 fcs. As explained previously, the sampling rate may have an integral relation to the NTSC horizontal rate f_h , for example, $f_s = 684f_h$. Although not limited thereto, the video signal provided by source 30 preferably comprises 787.5 progressively scanned lines per frame, 720 of which represent active video, having a vertical repetition rate corresponding to the NTSC field rate and a horizontal repetition rate corresponding to three times the NTSC horizontal scanning rate. The video signal developed by source 30 is applied to a video compressor 32 which compresses the 37MHz video signal sufficiently to allow for its transmission through a standard 6MHz television channel. The compressed video signal is then coupled to a precoder 34, which will be described in further detail hereinafter, and therefrom to a VSB modulator 36 for transmission. Both compressor 32 and precoder 34 are operated in response to clock signal f_s from clock generator 31. Modulator 36 is supplied with a carrier

signal having a nominal frequency of $f_s/12$ less than the corresponding NTSC picture carrier frequency. Also, a quadrature component of the carrier signal is applied to modulator 36 to facilitate generation of the quadrature pilot signal f_p . The frequencies of the clock and carrier signals can, of course, be slightly adjusted from the nominal values as previously described. The video signal is transmitted as a sequence of N-level data samples, with the transmission preferably being effected by modulator 36 in the form of a suppressed carrier, VSB signal as illustrated in Figure 2, with the quadrature pilot signal f_p being provided to facilitate regeneration of the carrier in receiver 100.

Receiver 100 includes a tuner and IF stage 110 tuned to the 6MHz television channel over which the HDTV signal is transmitted. The tuned HDTV signal, together with a co-channel NTSC signal broadcast on the same channel by transmitter 200 in a nearby television service area, are converted to an IF frequency in stage 110 and coupled to the input of a synchronous detector 120. The output of stage 110 is also coupled to a carrier regenerator 130 which is responsive to the received pilot signal for regenerating a signal having a frequency equal to but in quadrature with the HDTV suppressed carrier f_c . Carrier regenerator 130 preferably comprises a narrow band frequency and phase locked loop circuit. The regenerated carrier is applied to a 90° phase shift circuit 132 and therefrom to a second input of synchronous detector 120. The output of synchronous detector 120, which is represented by the response curves of Fig. 3, thus includes the desired HDTV component, represented by curve 20, and the undesired NTSC co-channel picture and chroma beat components represented by signals 22 and 24 respectively. As described previously, the beat components occur at frequencies substantially corresponding to $f_s/12$ and $5f_s/12$ and are produced as a

result of beating the regenerated HDTV carrier with the NTSC picture carrier and the NTSC chroma subcarrier respectively.

The output of synchronous detector 120 is coupled to a clock circuit 122 which regenerates clock signal f_s and to the input of a filter and decoder stage 140. Stage 140 comprises a linear filter having a response represented by curve 26 of Fig. 3. This response includes a null at frequencies corresponding to both $f_s/12$ and $5f_s/12$ to cancel or substantially cancel both the interfering NTSC picture and chroma beats. As explained in United States Patent 5,086,340, while a linear filter may be provided for producing nulls to reduce interfering NTSC co-channel signals in an HDTV receiver, it may also introduce intersymbol interference in the received HDTV digitally encoded data. This problem may be avoided by the use of precoder 34 in the HDTV transmitter to condition the compressed digital HDTV signal as fully explained in the aforesaid U.S. patent.

An exemplary precoder circuit and a complimentary linear filter, preferably comprising a comb filter, are illustrated in Figs. 4A and 4B respectively. The comb filter comprises a feedforward circuit coupling the output of synchronous detector 120 to the input of a delay circuit 142 and to one input of a summer 144. The output of delay circuit 142 is coupled to a second input of summer 144. Summer 144 adds the delayed signal to the undelayed signal and, assuming the use of a four level digitally encoded signal, couples the result to a 7-level slicer 146. The output of slicer 146 is coupled to a 7-level to 4-level converter 148 which maps the seven level output of slicer 146 to a four level output corresponding to the digitally encoded signal produced at the output of compressor 32 of transmitter 10. The impulse response of the comb filter is illustrated in Fig.

5B. The complimentary precoder of Fig. 4A comprises a feedback circuit comprising a modulo-4 adder 141 receiving the output of compressor 32 at a first input. The output of adder 141 is fed back through a delay 143 and a 4's compliment circuit 145 to a second input of adder 141. The feedback signal is therefore effectively subtracted from the input signal. The impulse response of the precoder is illustrated in Fig. 5A. As fully explained in the previously mentioned United States Patent 5,086,340, the use of the precoder in transmitter 10 facilitates the use of 7-level slicer 146 and 7-level to 4-level converter 148 for eliminating the intersymbol interference introduced in the received HDTV digital data samples by the comb filter in receiver 100.

In order to provide the desired complimentary operation of the precoder and comb filter illustrated in Figs. 4A and 4B, the delays characterizing delay circuits 142 and 143 must be identical. Moreover, the delay characterizing the precoder must be an integral multiple of the data sampling rate f_s , i.e. $D=N (1/f_s)$, since the precoder 141 performs a purely digital operation. As a consequence, the delay characterizing delay circuit 142 of the comb filter must also be $D=N (1/f_s)$. The frequency response of the comb filter of Fig. 4B with N set equal to 6 is illustrated in Fig. 6 and will be seen to include notches at both desired frequencies $f_s/12$ and $5f_s/12$. At the -18db point each notch has a width of about 75 KHz.

An additional complimentary precoder -filter pair may be provided for reducing the beat signal occurring near $f_s/2$ caused by the NTSC co-channel audio carrier as illustrated in Figs. 7A and 7B respectively. The impulse responses of these circuits are shown in Figs. 8A and 8B respectively. The comb filter of Fig. 7B also comprises a feedforward circuit whose input is coupled to the input of a delay circuit 182 and to one input of a summer 184. The output of delay circuit 182 is coupled to the negative

input of summer 184 so that the delayed signal is subtracted from the input signal. Delay circuit 182 is characterized by a delay corresponding to $2/f_s$. Summer 184 provides an output to a 7-level slicer 190, the output of which is then applied to a 7-level to 4-level converter 192 which maps the 7-level output of slicer 190 to a 4-level output. The frequency response of the comb filter of Fig. 7B is illustrated in Fig. 9 and will be seen to include a notch at $f_s/2$ as desired for attenuating the NTSC co-channel audio beat.

The complimentary precoder circuit of Fig. 7A comprises a feedback circuit comprising a modulo-4 adder 191 receiving the output of compressor 32 at a first input. The output of adder 191 is fed back through a delay circuit 193 characterized by a delay corresponding to $2/f_s$. The output of delay circuit 193 is applied to the second input of adder 191 which therefore effectively adds the feedback signal to the input signal to produce the impulse response shown in Fig. 8A.

The comb filters of Figs. 4B and 7B may be connected in series to effect attenuation of the NTSC co-channel picture carrier and color subcarrier beats as well as the NTSC co-channel audio carrier beat. Alternatively, the impulse responses of the two comb filters may be convolved to derive a composite impulse response from which a composite filter may be synthesized. This is illustrated in Figs. 10-12. In particular, Fig. 10A illustrates a precoder comprising the precoders of Figs. 4A and 7A connected in series, the impulse response of which is shown in Fig. 11A, while Fig. 10B illustrates a complimentary comb filter circuit synthesized on the basis of the convolved impulse response shown in Fig. 11B.

The comb filter of Fig. 10B comprises eight $1/f_s$ delay elements 195 connected in series. The input signal from detector 120 is applied to the first delay element

195 and to a positive input of a summer 196. The outputs of the second and eighth delay elements 195 are applied to respective negative inputs of summer 196 and the output of the sixth delay element 195 is applied to a positive input of summer 196. The frequency response of the filter is illustrated in Fig. 12 and will be seen to comprise notches at all three beat frequencies, $f_s/12$, $5f_s/12$ and $f_s/2$, as desired. The output of summer 196 is coupled to a 13 - level slicer 197 and therefrom to a 13/4 converter 198.

Alternatively, the complimentary precoder-filter pair illustrated in Figs. 13A and 13B respectively may be used to attenuate the NTSC picture carrier, color subcarrier and audio carrier beats occurring at frequencies corresponding to about $f_s/12$, $5f_s/12$ and $f_s/2$ respectively. The impulse responses of these circuits are shown in Figs. 14A and 14B respectively. The filter of Fig. 13B comprises a feedforward circuit whose input is coupled to the input of a delay circuit 200 and to one input of a summer 202. The output of delay circuit 200 is coupled to the negative input of summer 202 so that the delayed signal is subtracted from the input signal. Delay circuit 200 is characterized by a delay corresponding to $12/f_s$. Summer 202 provides an output to a 7-level slicer 204, the output of which is applied to a 7-level to 4-level converter 206 which maps the 7-level output of slicer 204 to a 4 level output. The frequency response of the filter of Fig. 13B is illustrated in Fig. 15 and will be seen to include notches at $f_s/12$, $5f_s/12$ and $f_s/2$ for attenuating the NTSC co-channel beat signals.

The complimentary precoder of Fig. 13A comprises a feedback circuit comprising a modulo-4 adder 208 receiving the output of compressor 32 at a first input. The output of adder 208 is fed back through a delay circuit 210 characterized by a delay corresponding to $12/f_s$. The output of delay circuit 210 is applied to the

second input of adder 208 which therefore effectively adds the feedback signal from delay circuit 210 to the input signal to produce the impulse response shown in Fig. 14A.

In the absence of co-channel interference from an NTSC transmitter, a complimentary feed-forward decoder can be used in any of the embodiments of Figs. 4B, 7B, 10B and 13B to decode the precoded signal as explained in the aforesaid U. S. application. This avoids the noise degradation introduced by the comb filters.

Finally, referring back to Fig. 1, the output of the comb filter and decoder 140 is coupled to an expansion circuit 150 for reconstructing a wideband video signal representing the original 37 MHz video source signal. The reconstructed signal is applied to a display 160 for displaying the reconstructed image.

In the alternative, filter and decoder 140 may be implemented in the form illustrated in Fig. 16. In this case, the use of precoder 34 in transmitter 10 is not required. Referring to Fig. 16, the filter arrangement comprises a series combination of a comb filter 238 and an intersymbol interference filter 259. Comb filter 238 is operative to reduce co-channel interference at its input but also produces an undesired intersymbol interference signal. Intersymbol interference filter 259 is operative to remove this intersymbol interference signal.

More specifically, comb filter 238 includes a summer network 231 having a first positive input coupled for receiving the data from detector 120 and a second positive input for receiving the data through a delay network 235 and an amplifier 240. Delay 235 is preferably selected to produce a signal delay precisely equal to a selected NTSC periodicity characteristic and the gain of amplifier 240 is chosen to produce a feed forward gain of less than one. Intersymbol interference filter 259 includes a summer 250 having a positive input coupled to receive the output of summer 231, a negative input and an

output. A data slicer 254 has an input coupled to the output of summer 250 and an output coupled to a data output terminal 260. The output of data slicer 254 is fed back to the negative input of summer 250 through a delay 261 (providing a delay equal to that of delay 235) and an amplifier 264. Data slicer 254 and delay 261 are operated in response to a clock recovery circuit 239 which produces a clock signal that is maintained at a multiple of the selected NTSC periodicity.

In operation, comb filter 238 is characterized by a frequency response selected for reducing selected NTSC co-channel interference signals. However, as mentioned previously, filter 238 also produces an undesired intersymbol interference signal. Filter 259 is effective for removing this intersymbol interference signal by producing a negative replica thereof which is used to cancel the former signal. As a result, the overall response of filters 238 and 259 is substantially free of both NTSC co-channel interference and intersymbol interference.

It will be apparent to those skilled in the art that while the system set forth herein utilizes a four level digitally encoded signal, the present invention may be utilized in other digital systems using other digital encoding formats.

What has thus been shown is a high definition television transmission system which substantially reduces NTSC co-channel interference without significantly degrading HDTV receiver performance. The system shown is capable of application to numerous types of digital processing formats for high definition television systems.

While particular embodiments of the invention have been shown and described, it will be obvious to those skilled in the art that changes and modifications may be made without departing from the invention in its broader

2095435

aspects. Therefore, the aim in the appended claims is to cover all such changes and modifications as fall within the true spirit and scope of the invention.

The embodiments of the invention in which an exclusive property or privilege is claimed are defined as follows:

1. A method of providing a transmission signal for transmission over a selected channel comprising providing an N-level digitally encoded signal at a sample rate f_s ; and modulating a carrier signal with said N-level digitally encoded signal for forming a suppressed carrier VSB transmission signal wherein said transmission signal has a Nyquist bandwidth of $f_s/2$, said carrier signal having a frequency below the picture and color subcarrier frequencies (f_{pix}) and (f_{cs}) of an NTSC co-channel signal of said selected channel by respective first and second predetermined frequencies; said VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of said selected channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (f_c) of said carrier signal and the center frequency of the Nyquist slope at the upper edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (f_c) of said carrier signal plus $f_s/2$.

2. The method of claim 1, including providing a pilot signal at the frequency (f_c) of said suppressed carrier.

3. The method of claim 1 or 2, wherein said sample rate f_s is substantially equal to an integer multiple of the NTSC horizontal scanning frequency (f_h).

4. The method of any one of claims 1, 2 and 3, wherein said selected channel is a television channel and has a bandwidth substantially equal to the bandwidth of said NTSC co-channel signal.

5. The method of any one of claims 1 to 4, wherein said picture and color subcarrier frequencies (fpix) and (fcs) have respective frequencies substantially equal to $(fc+fs/L)$ and $(fc+fs(P/L))$, where L and P are selected integers with P being less than L.

6. A receiver for receiving a signal transmitted over a selected channel comprising means for receiving a signal comprising a suppressed carrier VSB transmission signal modulated by an N-level digitally encoded signal having a sample rate fs; including said received signal having a Nyquist bandwidth of $fs/2$, said carrier signal having a frequency below the picture and color subcarrier frequencies (fpix) and (fcs) of an NTSC co-channel signal of said selected channel by respective first and second predetermined frequencies; said VSB signal having respective Nyquist slopes at the lower and upper edges of said selected channel, the center frequency of the Nyquist slope at the lower edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (fc) of said carrier signal and the center frequency of the Nyquist slope at the upper edge of said selected channel being substantially coincident with the frequency (fc) of said carrier signal plus $fs/2$; and demodulation means coupled to said receiving means for recovering said N-level digitally encoded signal.

7. The receiver of claim 6, wherein said selected channel is a television channel having a bandwidth substantially equal to the bandwidth of said NTSC co-channel signal.

8. The receiver of any one of claims 6 and 7, wherein said received signal includes a pilot signal at the frequency (fc) of said carrier, and further including means responsive to the received pilot signal for regenerating a demodulation signal having a frequency corresponding to the frequency (fc) of said suppressed carrier.

9. The receiver of any one of claims 6, 7 and 8, wherein said sample rate f_s is substantially equal to an integer multiple of the NTSC horizontal scanning frequency.

10. The receiver of any one of claims 6 to 9, wherein said demodulation means includes filter means (Fig. 4B, 7B, 10B, 13B, or 16) having respective filter notches at frequencies substantially equal to $f_{pix}-f_c$ and $f_{cs}-f_c$ for attenuating interference from said NTSC co-channel signal.

11. The receiver of claim 10, wherein said picture and color subcarrier frequencies (f_{pix}) and (f_{cs}) have respective frequencies substantially equal to (f_c+f_s/L) and $(f_c+f_s(P/L))$, where L and P are selected integers with P being less than L, and wherein said filter means notches are at respective frequencies substantially equal to (f_s/L) and $f_s(P/L)$.

12. The receiver of claim 10, wherein the frequency response of said filter means includes yet a further notch at a frequency substantially equal to the difference between the frequency (fc) of said suppressed carrier and the frequency (fa) of the audio carrier of said interfering co-channel television signal.

2095435

13. The receiver of claim 10, wherein said filter means comprises means for developing an M-level output signal, where M is greater than N, and further including means for converting said M-level output signal to an N-level signal representing said N-level digitally encoded signal.

ENCODING SYSTEM CONTINUOUSLY CONNECTED TO ERROR CORRECTION

Patent Number: JP2195732
Publication date: 1990-08-02
Inventor(s): INOUE SEIYA
Applicant(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP
Requested Patent: ☐ JP2195732
Application Number: JP19890015738 19890124
Priority Number(s):
IPC Classification: H03M13/12
EC Classification:
Equivalents: JP2512130B2

Abstract

PURPOSE: To attain data communication as well by bypassing a Reed-Solomon encoder/decoder and an interleaver/de-interleaver at the time of voice signal, altering the bit rate of a PSK MODEM, and eliminating the time delay of voice communication.

CONSTITUTION: A signal switch 22 outputs an output signal from a data input terminal 1 as it is according to a control signal inputted from a control terminal 21 at the time of the voice communication, and outputs the output signal of an interleaver 3 at the time of the data communication. The control signal inputted from the control terminal 21 is generated by manual switching. On the other hand, when a Reed-Solomon encoder 2 and the interleaver 3 are bypassed, since the addition of a check symbol is eliminated, a data bit inputted to a convolution encoder 4 is changed. For this reason, a PSK modulator 23 is made into a bit rate variable type, and by changing the bit rate by the control signal, the converter can cope with the switching. By the switching, the time delay in the voice communication is eliminated, and near $BER=1 \times 10^{-3}$, the deterioration of the error rate is made negligible.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-195732

⑬ Int. Cl.⁵

H 03 M 13/12

識別記号

庁内整理番号

6832-5J

⑭ 公開 平成2年(1990)8月2日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 誤り訂正連接符号化方式

⑯ 特 願 平1-15738

⑰ 出 願 平1(1989)1月24日

⑱ 発 明 者 井 上 誠 也 兵庫県尼崎市塚口本町8丁目1番1号 三菱電機株式会社
通信機製作所内

⑲ 出 願 人 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号

⑳ 代 理 人 弁理士 早瀬 憲一

明 細 書

1. 発明の名称

誤り訂正連接符号化方式

2. 特許請求の範囲

(Ⅰ) 誤り訂正連接符号化方式において、
リードソロモン符号化/復号化手段と、

これに接続されたインターリーブ/デインター
リーブ手段と、

外部からの制御信号に基づきこれらリードソロ
モン符号化/復号化手段及びインターリーブ/デ
インターリーブ手段をバイパスするか否かを切り
替える切替手段と、

この切替手段に接続されたたたみ込符号化/ビ
タービ復号化手段と、

このたたみ込符号化/ビタービ復号化手段に接
続され前記外部からの制御信号に基づきそのビット
レートが変更可能なPSK変調/復調手段とを
備えたことを特徴とする誤り訂正連接符号化方式。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

この発明は、ディジタル無線通信に用いられる
誤り訂正連接符号化方式に関するものである。

(従来の技術)

第3図は例えば文献「ウィリアム グブリュー
ウー 他：衛星通信の符号化」"WILLIAM W. HU
et al: Coding for Satellite Communication",
IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICAT
IONS, VOL. SAC-5, No.4, MAY 1987, p.724 ~74
8 に示された従来の誤り訂正連接符号化方式を示
すブロック図であり、図において、1は送信する
ディジタルデータの入力端子、2はリードソロモ
ン符号器、3はインターリーブ、4はたたみ込符
号器、5はPSK変調器、6は変調されたIF信
号の出力端子である。また7は受信されたIF信
号の入力端子、8はPSK復調器、9はビタービ
復号器、10はデインターリーブ、11はリード
ソロモン復号器、12は復号されたディジタルデ
ータの出力端子である。

次に動作について説明する。第3図の誤り訂正
符号化方式はいわゆる連接符号化方式(Concatena

ted Coding) と呼ばれるものであり、たたみ込符号化/ビタービ復号化を内部符号(Inner Code)とし、リードソロモン符号化/復号化を外部符号(Outer Code)としている。即ち、第3図において送信側では端子1より入力した送信デジタルデータはリードソロモン符号器2によりリードソロモン符号化される。通常第3図のような連接符号化方式では(255, 223)リードソロモン符号がよく用いられる。リードソロモン符号化されたデジタルデータはさらにインターリーブ3によりブロックインターリーブされる。このインターリーブは下記のようにして行なわれる。例えば(255, 223)リードソロモン符号では、1つの符号語が223シンボル(1シンボル=8ビット)の情報シンボルと32シンボルのチェックシンボルより構成されているので、符号語1~Iまでを下記のように書くことができる。

ただし、情報シンボルは $S_1, S_{1+1}, S_{1+2}, \dots, S_{1+222}, S_2, S_{2+1}, \dots$ という時系列上の順序で

インターリーブ3に入力するものとする。

	情報シンボル	チェックシンボル
符号語1	$S_1, S_{1+1}, \dots, S_{1+222}$	P_1, P_1, \dots, P_{32}
符号語2	$S_2, S_{2+1}, \dots, S_{2+222}$	P_1, P_1, \dots, P_{32}
...
符号語I	$S_I, S_{I+1}, \dots, S_{I+222}$	P_I, P_I, \dots, P_{32}

この時、インターリーブ3の出力は下記の時系列の順序となるようにする。

$S_1, S_2, \dots, S_I, S_{I+1}, S_{I+2}, \dots,$
 $S_{1+1}, \dots, S_{1+222}, S_{2+1}, S_{2+2}, \dots, S_{2+222},$
 $P_1, P_1, \dots, P_I, P_I, P_I, \dots, P_I,$
 $\dots, P_{I+1}, P_{I+1}, \dots, P_{I+32}$

上記の操作はまず符号語1~Iをメモリにすべて書き込んだ後、読み出し時のアドレスを変更することによって時系列の順序を変更することにより行なわれる。この時、符号語1~Iをメモリにすべて書き込むために時間遅延を生じるが、その遅延の長さは上記の例では情報シンボル $223 \times I$ シンボル分となる。なお、Iをインターリーブの深さと呼んでいる。

インターリーブされたデータはさらにたたみ込符号化された後、PSK変調器5によりPSK変調されて出力端子6より出力される。また受信側においては入力端子7より入力した受信PSK変調波はPSK復調器8により復調された後ビタービ復号器によりたたみ込符号を復号する。さらにビタービ復号されたデータはデインターリーブ10により送信側のインターリーブと全く逆の順序でインターリーブが解かれた後、リードソロモン復号器11によりリードソロモン復号化されて復号データとして出力される。即ち、ビタービ復号された後の残留誤りをさらにリードソロモン復号で誤り訂正することにより、ビタービ復号単独の場合よりさらに誤り率を改善するのがこの連接符号化方式の目的である。なお、上述のインターリーブはビタービ復号後の顕著なバースト誤りをランダム誤り化してリードソロモン復号の誤り訂正能力を高めるために行なわれる。

第4図は連接符号化の誤り訂正能力を示す図であり、横軸に E_b/N_0 (E_b : 情報1ビット当

りのエネルギー、 N_0 : 雑音パワースペクトラム密度)、縦軸に誤り率(BER)を示す。

図中、①の曲線は誤り訂正がない場合のPSK変復調のみの理論曲線であり、②はたたみ込符号化/ビタービ復号化(8値軟判定、レート1/2、拘束長7)のみを付加した時の理論曲線、③は(255, 223)リードソロモン符号化復号化(インターリーブの深さ4)をたたみ込符号化/ビタービ復号化に接続したときの理論曲線である。

第4図から $BER = 1 \times 10^{-3}$ において約2dBの E_b/N_0 の改善が連接符号化により得られることが分かる。ただし、 $BER = 1 \times 10^{-3}$ では E_b/N_0 の改善はほとんどなく、 $BER = 1 \times 10^{-5}$ では逆に連接符号化の方がビタービ単独の場合よりも悪くなっている。

(発明が解決しようとする課題)

従来の誤り訂正連接符号化方式は以上のように構成されているので、インターリーブ/デインターリーブにおいて時間遅延を生じ、例えば32Kbpsのような低ビットレートの通信システムに

前述の連接符号化方式を適用するとすれば、 $223 \times 1 \times 8 \text{ビット} / 32 \times 10^3 = 223 \text{ms}$ ($l=4$ の場合)の遅延がインターリーブ1回で生じて、音声通信の場合には致命的な問題点となる。即ち音声相手が相手に届いてその返答が返ってくるまでに0.9sec ($223 \text{ms} \times 4$)かかり、衛星通信の応答の時間遅延0.5secに比しても倍近くとなり耐え難い。

この発明は上記のような従来のものの問題点を解消するためになされたもので、音声通信の場合には時間遅延を無くするとともにデータ通信等あまり遅延が問題とならない場合には連接符号化の誤り訂正能力を発揮できる装置を同一のハードウェアで実現することを目的としている。

(課題を解決するための手段)

この発明に係る誤り訂正連接符号化方式は、リードソロモン符号器及び復号器をバイパスする経路を設けるとともに、バイパスする場合としない場合で生じる伝送路ビットレートの変化に対応するためにPSK変調器および復調器をビットレ-

ト可変形としたものである。

(作用)

この発明における誤り訂正連接符号化方式は音声通信の場合にはリードソロモン符号/復号器をバイパスして時間遅延を無くし、より信頼性が要求されて時間遅延があまり問題とならないデータ通信の場合にはバイパスを止めるようにしたから、音声通信及びデータ通信のいずれの場合にも同一のハードウェアで対応することができる。

(実施例)

以下、この発明の一実施例を図について説明する。

第1図は本発明の一実施例による誤り訂正連接符号化方式を示し、図において、21、26は制御信号入力端子、22、25は外部からの制御信号により制御可能な信号切替器、23は外部からの制御信号によりそのビットレートが変更可能なPSK変調器、24は同様に外部からの制御信号によりそのビットレートが変更可能なPSK復調器である。

次に動作について説明する。一般に、音声信号をデジタル化した信号は比較的伝送誤りに強く、 $BER = 1 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-2}$ の範囲でも充分通話可能である。これは音声信号の持つ冗長度によるものと考えられる。一方、いわゆるコンピュータ等のデータについては $BER = 1 \times 10^{-4}$ 以下の高品質な伝送が要求される場合が多い。逆に時間遅延については音声の場合は応答が返ってくるまでの時間が0.5sec程度(衛星通信の場合)が限度であるのに対し、データ通信ではそれ以上の遅延でも許容される場合が多い。本発明は音声とデータの上記のような性質を考慮してなされたものであり、それぞれの特徴を最大限に利用することにより同一のハードウェアで音声でもデータでも通信可能な誤り訂正方式を提供するものである。

第1図において、信号切替器22は制御端子21から入力する制御信号に従って、音声通信の場合はデータ入力端子1からの入力信号をそのまま出力し、データ通信の場合はインターリ-

バ3の出力信号を出力する。制御端子21から入力する制御信号は手動切替により発生させる。ところで、リードソロモン符号器2及びインターリバ3をバイパスすると、チェックシンボルの付加がなくなることによってたみ込符号器4に入力するデータのビットレートは変化する。このために、PSK変調器23はビットレート可変形とし、前述の制御信号によりそのビットレートを変更することにより上述の切替に対応できるようにする。第1図の下半分の受信側の動作については送信側と全く逆であるだけなので説明を省略する。

ところで、上述のような切替を行った場合、音声通信ではインターリーブによる時間遅延がなくなる代わりに、誤り率は当然劣化する。しかし、前述のように音声通信が充分成立する $BER = 1 \times 10^{-3}$ 付近では第4図の②と③の曲線を比較すれば明らかなように、両者の特性の差はほとんど無いため、誤り率の劣化は問題にならない。

なお、上記実施例では手動切替により切替を行なう方式を示したが、この切替は自動で行なっ

もよい。このように切替を自動的に行なう本発明の第2の実施例を第2図に示す。第2図において、音声検出器31は入力デジタルデータが音声かどうかを自動的に検出するものであり、この検出結果に従ってリードソロモン符号器2とインターリーバ3をバイパスするかどうかを切り替え、またPSK変調器23のビットレートを変更する。また受信側ではPSK復調器24の同期状態を同期状態監視器32により常に監視しており、伝送路のビットレートが変更されてPSK復調器24の同期が失われた場合には自動的にPSK復調器24のビットレートを変更し、また切替器25にてそのビットレートに対応する経路に切り替える。(発明の効果)

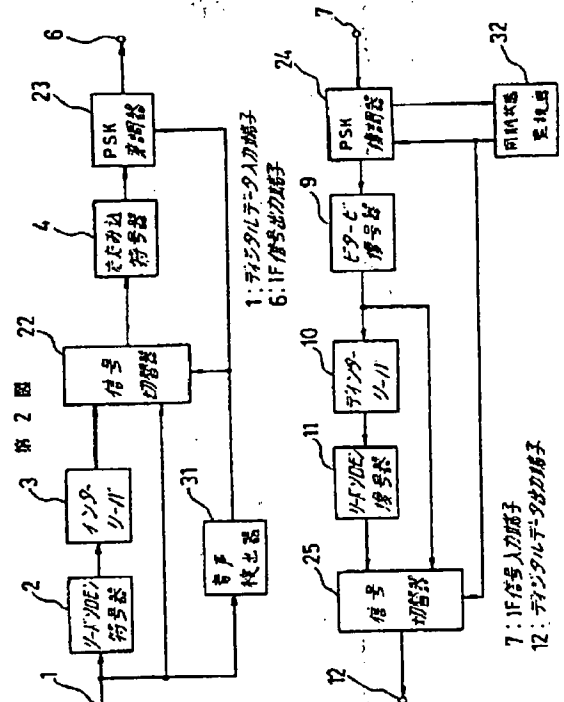
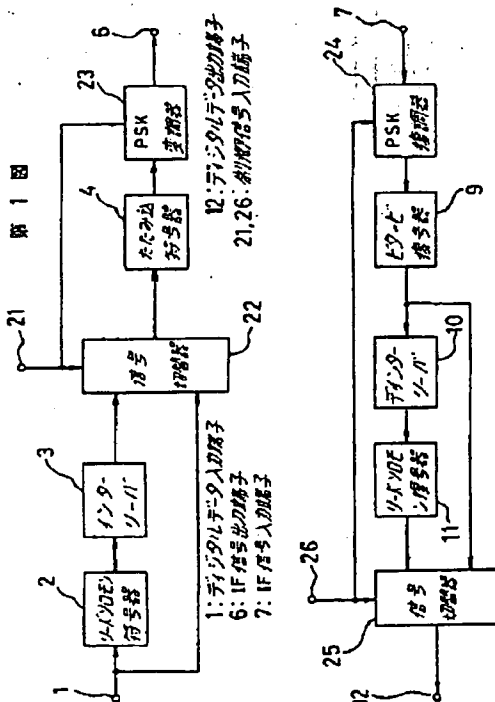
以上のように、この発明に係る誤り訂正連接符号化方式によれば、音声信号時はリードソロモン符号器/復号器とインターリーバ/デインターリーバをバイパスし、PSK変復調器のビットレートを変更するようにしたので、音声信号の遅延時間が小さく、かつ音声信号でもデータ信号でも同

一ハードウェアで通信が可能なものが得られる効果がある。

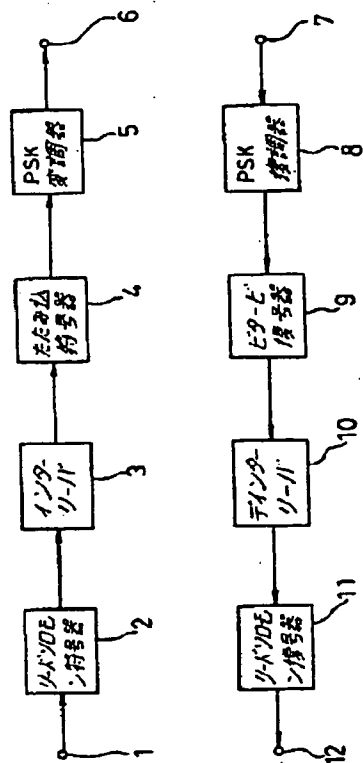
4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の一実施例による誤り連接符号化方式を示すブロック図、第2図はこの発明の他の実施例を示すブロック図、第3図は従来の誤り連接符号化方式を示すブロック図、第4図は連接符号化の誤り訂正能力を示す図である。

図において、1は送信するデジタルデータの入力端子、2はリードソロモン符号器、3はインターリーバ、4はたたみ込符号器、5はPSK変調器、6は変調されたIF信号の出力端子、7は受信されたIF信号の出力端子、8はPSK復調器、9はビタービ復号器、10はデインターリーバ、11はリードソロモン復号器、12は復号されたデジタルデータの出力端子、21、26は制御信号入力端子、22、25は信号切替器、23はPSK変調器、24はPSK復調器、31は音声検出器、32は同期状態検出器である。

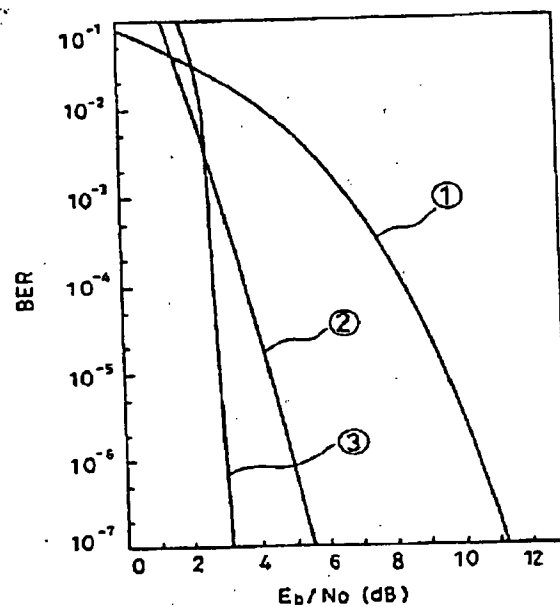


第 3 図



1: デジタル変換入力端子
 6: 1F 信号出力端子
 7: 1F 信号入力端子
 12: デジタル変換出力端子

第 4 図



DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM

Patent Number: JP5167633
Publication date: 1993-07-02
Inventor(s): SAITO MASANORI; others: 05
Applicant(s): NIPPON HOSO KYOKAI
Requested Patent: ☐ JP5167633
Application Number: JP19910328928 19911212
Priority Number(s):
IPC Classification: H04L27/34; H04J11/00; H04L27/18; H04N7/08
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To increase a transmission capacity of an OFDM while minimizing the deterioration in a bit error rate characteristic due to the effect of crosstalk or the like and to attain digital TV broadcast within a width of a band of an existing-channel of a TV broadcast by selecting kinds of 8 or more signal points and sending data of 3-bit or more with one transmission symbol of a carrier.

CONSTITUTION: A transmission data allocating current 13 for each carrier allocates a digital signal by one transmission symbol of data subjected to interleaving to plural carriers. Digital data allocated to each carrier are converted into a complex number in response to the bit pattern by a data generating circuit 14 on the frequency axis. The absolute value and the argument of a signal point on a complex plane correspond to the amplitude and the phase taken by each carrier. The frequency axis data generating circuit 14 applies octal phase PSK modulation to each carrier and 3-bit data per one signal point are sent.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-167633

(43)公開日 平成5年(1993)7月2日

(51)Int. Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/34				
H 0 4 J 11/00		A 7117-5 K		
H 0 4 L 27/18		Z 9297-5 K		
H 0 4 N 7/08		Z 9070-5 C		
		9297-5 K	H 0 4 L 27/00	E
審査請求 未請求 請求項の数 2				(全7頁)

(21)出願番号 特願平3-328928

(22)出願日 平成3年(1991)12月12日

(71)出願人 000004352

日本放送協会

東京都渋谷区神南2丁目2番1号

(72)発明者 斉藤 正典

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

(72)発明者 黒田 徹

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

(72)発明者 森山 繁樹

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

(74)代理人 弁理士 三好 秀和 (外5名)

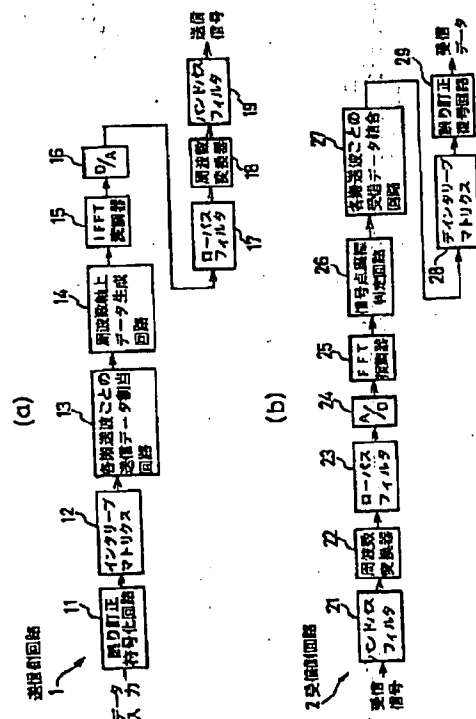
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 デジタル伝送方式

(57)【要約】

【目的】 混信などの影響によるビット誤り率特性の劣化を最小限に抑えながら、OFDMの伝送容量を増加させ、現行のテレビジョン放送1チャンネルの帯域幅の中で、デジタルTV放送ができるようにする。

【構成】 互いに直交する多数の搬送波を用いてデジタル信号を伝送する直交周波数分割多重デジタル伝送方式に関するものであり、各搬送波の振幅と位相を伝送シンボルごとに变化させてデジタルデータを伝送する際の信号点の種類を8個以上とし、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで3ビット以上のデータを伝送できるようにし、さらに、混信などの妨害を受けやすい搬送波については、1つの伝送シンボルで伝送可能なデータビットのうち、信頼度の高い一部のビットをデータ伝送に使用し、残りのビットはデータの伝送に用いないようにする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重デジタル伝送方式において、

各搬送波の振幅と位相を伝送シンボルごとに変化させてデジタルデータを伝送する際の信号点の種類を8個以上とし、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで3ビット以上のデータを伝送することを特徴とするデジタル伝送方式。

【請求項2】 請求項1に記載のデジタル伝送方式において、

混信などの妨害を受けやすい搬送波について、1つの伝送シンボルで伝送可能なデータビットのうち、信頼度の高い一部のビットをデータ伝送に使用し、残りのビットはデータの伝送に用いないことを特徴とするデジタル伝送方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、移動体向けデジタル放送の伝送方式に関し、特に互いに直交する多数の搬送波を用いてデジタル信号を伝送する直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) デジタル伝送方式に関する。

【0002】【発明の概要】この発明は、移動体向けPCM音声放送などに適した伝送方式で、互いに直交する多数の搬送波を用いてデジタル信号を伝送する直交周波数分割多重デジタル伝送方式に関するものであり、各搬送波の振幅と位相を伝送シンボルごとに変化させてデジタルデータを伝送する際の信号点の種類を8個以上とし、かつ、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで3ビット以上のデータを伝送できるようにし、さらに、混信などの妨害を受けやすい搬送波については、1つの伝送シンボルで伝送可能なデータビットのうち、信頼度の高い一部のビットをデータ伝送に使用し、残りのビットはデータの伝送に用いないことにより、ある与えられた伝送周波数帯域幅の中で、ビット誤り率特性の劣化を最小限に抑えながら、伝送容量を増加させることを可能とするものである。

【0003】

【従来の技術】従来、移動体向けデジタル音声放送の伝送方式としては、例えば、(Le Floch et al, "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers", IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol.35, Number 3, August 1989, pp.493-503) に示されているように、各搬送波はQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調され、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで2ビットのデータを送る方式しか存在しなかった。また、妨害の影響を受けやすい搬送波において、送信するデータのビット数を減少させ、データ伝送の信頼性を確保する技術は、これまで存在しなかった。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】OFDM伝送方式はマルチパスに強いことから、これまで主に移動体向けPCM音声放送の伝送方式として検討されてきたが、周波数利用効率が高い、スペクトルが白色ガウス雑音に近く、同一チャンネル混信を起こしにくいなどの特徴があり、デジタルテレビジョン放送の伝送方式としても有力視されている。

【0005】このOFDM方式において、各搬送波をQPSKなどのスペクトル利用効率2bit/sec/Hzのデジタル変調方式で変調した場合には、高速フーリエ変換 (FFT) ウィンドウに余裕を持たせると共に、ゴースト妨害を吸収するために設けるガードインタバルの長さが有効シンボル期間の20%とすると、例えば、6MHzの帯域で、9.6Mbit/secのデジタル信号を伝送することが可能であり、PCM音声放送用としては十分な伝送容量が得られる。

【0006】しかしながら、デジタルテレビジョン放送においては、解像度の多少の劣化を容認したとしても、1チャンネル当たり少なくとも10Mbit/sec程度の伝送容量が必要となると予想されており、誤り訂正用の検査ビットも考慮に入れると、現行のテレビジョン1チャンネル (6MHz) の中でデジタルテレビジョン放送を行なう場合には、スペクトル利用効率が3bit/sec/Hz以上のデジタル変調方式を用いる必要がある。

【0007】また、移動体向けPCM音声放送には、衛星用として新たな周波数帯を割り当てることが検討されているが、デジタルテレビジョン放送に関しては、現行のアナログテレビジョン放送と同じ周波数帯の中でチャンネルを割り当て、アナログからデジタルへと徐々に移行させていくことが必要であり、この場合には、アナログテレビジョン放送からデジタルテレビジョン放送への同一チャンネル混信、イメージチャンネル混信などが問題となる。

【0008】デジタルテレビジョン放送の伝送方式にOFDM方式を用いた場合、混信の影響は主に同一チャンネルやイメージチャンネルの映像・音声搬送波周波数付近に集中し、その周波数近傍のOFDM搬送波のビット誤り率特性を劣化させる。そこで、妨害を受ける搬送波をいっさい使用しないという方式も考えられるが、この方式では伝送容量が著しく低下してしまう問題がある。

【0009】この発明は、このような考察に基づいて発明されたもので、混信などの影響によるビット誤り率特性の劣化を最小限に抑えながら、OFDMの伝送容量を増加させ、現行のテレビジョン放送1チャンネルの帯域幅の中でOFDMによるデジタルテレビジョン放送を行なうことができるデジタル伝送方式を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明は、直交周波数

分割多重デジタル伝送方式において、各搬送波の振幅と位相を伝送シンボルごとに変化させてデジタルデータを伝送する際の信号点の種類を8個以上とし、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで3ビット以上のデータを伝送するものである。

【0011】また、この発明のデジタル伝送方式は、混信などの妨害を受けやすい搬送波について、1つの伝送シンボルで伝送可能なデータビットのうち、信頼度の高い一部のビットをデータ伝送に使用し、残りのビットはデータの伝送に用いないものとすることができる。

【0012】

【作用】この発明のデジタル伝送方式では、各搬送波の振幅と位相を伝送シンボルごとに変化させてデジタルデータを伝送する際の信号点の種類を8個以上とし、1つの搬送波の1つの伝送シンボルで3ビット以上のデータを伝送できるようにすることにより、ある与えられた伝送周波数帯域幅の中で伝送容量を増加させる。

【0013】さらに、この発明のデジタル伝送方式では、混信などの妨害を受けやすい搬送波については、1つの伝送シンボルで伝送可能なデータビットのうち、信頼度の高い一部のビットをデータ伝送に使用し、残りのビットはデータの伝送に用いないことにより、ある与えられた伝送周波数帯域幅の中で、ビット誤り率特性の劣化を最小限に抑えながら、伝送容量を増加させる。

【0014】

【実施例】以下、この発明の実施例を図に基づいて詳説する。

【0015】図1はこの発明の一実施例の回路構成を示すブロック図であり、直交周波数分割多重（OFDM）デジタル伝送方式における送信側回路1と受信側回路2とから構成されている。

【0016】送信側回路1は、後述する各種の信号処理を行なう誤り訂正符号化回路11、インタリーブマトリクス12、各搬送波ごとの送信データ割当回路13、周波数軸上データ生成回路14、IFFT（高速フーリエ変換）変調器15、D/A変換器16、ローパスフィルタ17、周波数変換器18、バンドパスフィルタ19から構成されている。

【0017】受信側回路2も、後述する各種の信号処理を行なうバンドパスフィルタ21、周波数変換器22、ローパスフィルタ23、A/D変換器24、FFT（高速フーリエ変換）復調器25、信号点座標判定回路26、各搬送波ごとの受信データ結合回路27、デインタリーブマトリクス28、誤り訂正復号回路29から構成されている。

【0018】次に、上記の構成のデジタル伝送方式の動作について説明する。

【0019】送信側回路1においては、まず誤り訂正回路11によりデータに検査ビットを付加し、バースト誤りの影響を軽減するためにインタリーブマトリクス12

でインタリーブを施す。

【0020】次に、各搬送波ごとの送信データ割当回路13により、インタリーブ後の1伝送シンボル分のデジタル信号を複数の搬送波に割り当てる。この搬送波の数は、通常、400～500程度の値が用いられる。そして、信頼度の低下するビットをデータ伝送に用いない場合には、後述するようにして妨害を受ける搬送波に割り当てるビット数を減らす。

【0021】各搬送波に割り当てられたデジタルデータは、周波数軸上データ生成回路14によりビットパターンに応じて複素数に変換される。このとき、必要に応じて各搬送波ごとに差動符号化が行なわれる。

【0022】複素数に変換されたデータは、IFFT変調器15を用いて逆フーリエ変換し、時間軸上送信波形の量子化された標本値を得る。

【0023】量子化された標本値は、D/A変換器16及びローパスフィルタ17によってベースバンドのアナログ送信波形となる。

【0024】周波数変換器18、バンドパスフィルタ19は、ベースバンド送信波形を無線周波数の送信信号に変換して出力する。

【0025】一方、受信側回路2では、送信側回路1から送り出されてくる送信信号を受信信号として受信し、バンドパスフィルタ21、周波数変換器22及びローパスフィルタ23によりベースバンドに周波数変換し、この後、A/D変換器24で標本化、量子化を行ない、さらにFFT復調器25により時間軸データをフーリエ変換して各搬送波ごとの周波数軸上データを得る。

【0026】次に、信号点座標判定回路26によって各搬送波ごとの複素平面上での受信信号の振幅と位相を判定し、複素受信データを得る。このとき、必要に応じて各搬送波ごとに差動復号を行なう。

【0027】各搬送波ごとの受信データ結合回路27は、複素受信データをデジタルデータに変換すると共に、各搬送波で送信されたビット数に応じて受信データを結合し、受信ビットストリームを生成する。

【0028】この受信ビットストリームに、デインタリーブマトリクス28及び誤り訂正復号回路29によりデインタリーブと誤り訂正が行なわれ、受信データが得られる。

【0029】次に、この発明の特徴とする信号処理動作について説明する。

【0030】図2は信号点配置を示しており、複素平面上の信号点の絶対値と偏角は、各搬送波がとりうる振幅と位相に対応している。周波数軸上データ生成回路14において各搬送波は8相PSK変調され、1個の信号点当たり3ビットのデータが送られる。

【0031】差動符号化を行なう場合には、送信データのビットパターンと搬送波位相の変化量とを、例えば、図3に示すように対応させる。

【0032】また、混信などの影響でビット誤り率が増加する搬送波に割り当てる伝送ビット数を、例えば、1伝送シンボル当たり3ビットから2ビットに減らす方式においては、割当ビット数が2ビットの搬送波の位相変化則は、例えば、図4に示すように定める。すなわち、割当ビット数2ビットの搬送波は差動QPSK変調される。

【0033】上記の信号処理をなす送信側回路1の周波数軸上データ生成回路14と受信側回路2の信号点座標判定回路26は共に、DSP（デジタルシグナルプロセッサ）を用いて構成することができ、搬送波によって信号点配置や位相判定則が異なってもDSPのソフトウェアの変更により容易に対応することができる。

【0034】次に、この発明の請求項2の係る信号処理動作の実施例について説明する。

【0035】図5は請求項2の実施例における信号点配置を示しており、各搬送波は16QAM変調（Quadrature Amplitude Modulation）され、1個の信号点当たり4ビットのデータが送られる。この16QAM信号の発生は、図5の実線ベクトルと点線ベクトルで表わされる2つのQPSK信号を合成することにより行なう。各信号点に対応する4ビットのデータは、2ビットずつ2組に分けられ、それぞれ実線ベクトルと点線ベクトルの位相を決定する。

【0036】ここで、実線ベクトルを第1パス、点線ベクトルを第2パスと呼ぶことにすれば、受信側回路2では、送信側搬送波位相を 0° として、 0° 、 90° 、 180° 、 270° のうちどれかに一致した位相角を持つ基準搬送波を再生した後、受信信号点がどの象限に存在するかにより第1パスの復調を行ない、各象限内のどの信号点に最も近いかを判定することにより第2パスの復調を行なう。受信側基準搬送波には、位相不確実性が存在するので、第1パス、第2パスの各々について、図6に示すような差動符号化を行なう。

【0037】請求項2の実施例では、伝送路上で発生する誤りを考えると、例えば、送信側回路1で第1象限内の信号を送った場合、図7に矢印で示すように隣の信号点への誤りが支配的となる。

【0038】この図7の誤り発生経路は、どの場合にも第2パスの受信データに誤りを生ずるが、一方、図7でA点の信号が送られた場合には、他の象限への誤りが発生する確率はきわめて小さいので、第1パスのデータには誤りがほとんど発生しない。そこで、混信などの影響で信頼度が低下する搬送波においては、第2パスの位相を常に第1パスと一致させ、図7のA～D点の信号だけを使用し、第1パスのみを用いてデータを送れば、混信などによる誤りの増加を最小限に抑えることができる。

【0039】

【発明の効果】以上のように請求項1の発明によれば、従来の直交周波数分割多重デジタル伝送方式と比べて、同じ周波数帯域幅当たり、1.5倍以上の情報量を伝送することができる。

【0040】また請求項2の発明によれば、例えば同じ周波数帯を使用しているアナログテレビジョン放送から混信妨害が発生して、OFDM信号のある特定の搬送波が大きな妨害を受けるような場合においても、ビット誤り率特性の劣化を最小限に抑えながら伝送容量を増加させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施例を実行する信号処理系統を示すブロック図。

【図2】この発明の一実施例における信号点配置を示す説明図。

【図3】上記実施例で差動符号化を行なった場合の送信データと位相変化量の対応を示す説明図。

【図4】上記実施例で妨害の影響を受ける搬送波において、1伝送シンボル当たり2ビットのデータを送る場合の送信データと位相変化量との対応を示す説明図。

【図5】この発明の他の実施例における信号点配置を示す説明図。

【図6】上記実施例の第1パス、第2パスそれぞれについて差動符号化を行なう場合の送信データと位相変化量の対応を示す説明図。

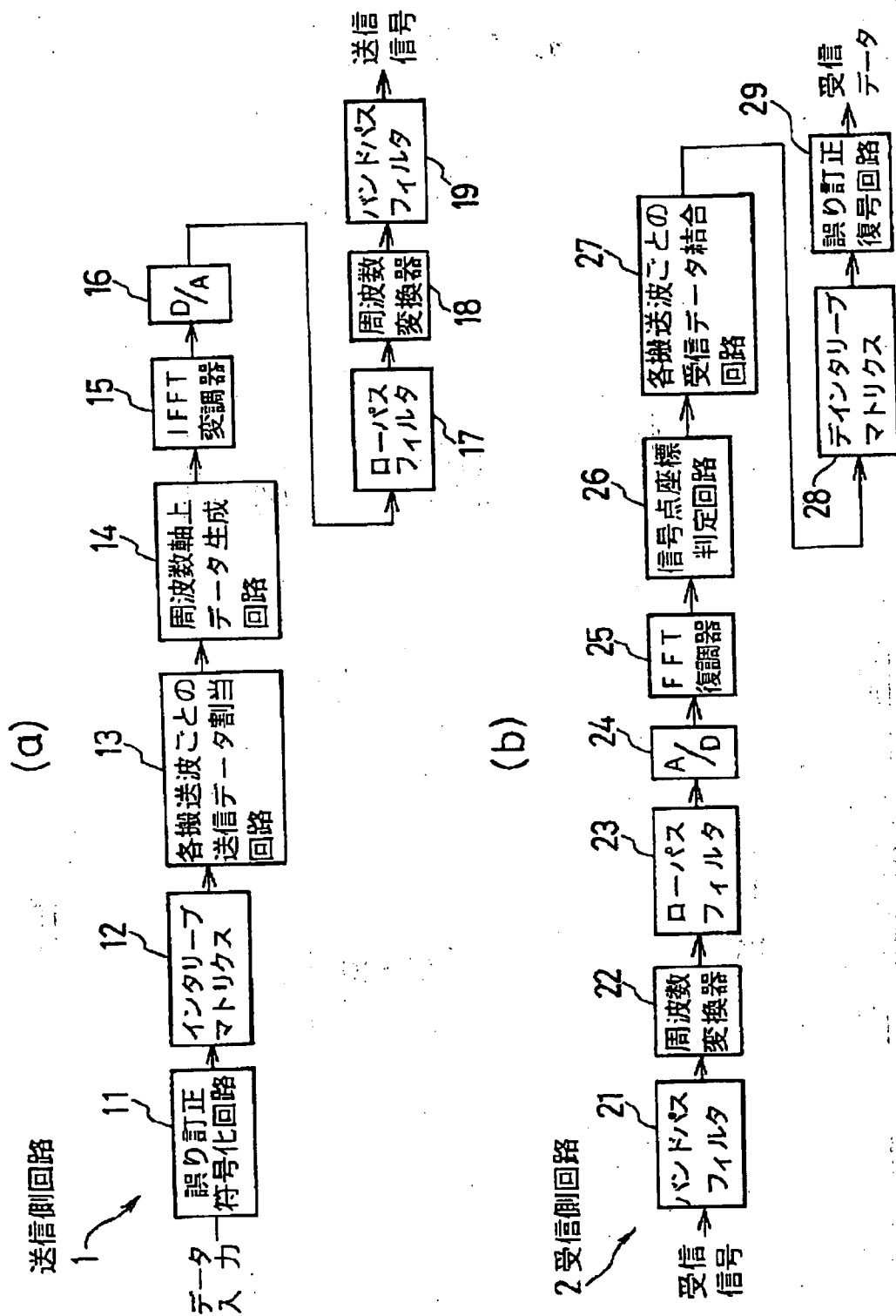
【図7】上記実施例における誤りの発生経路を示す説明図。

【符号の説明】

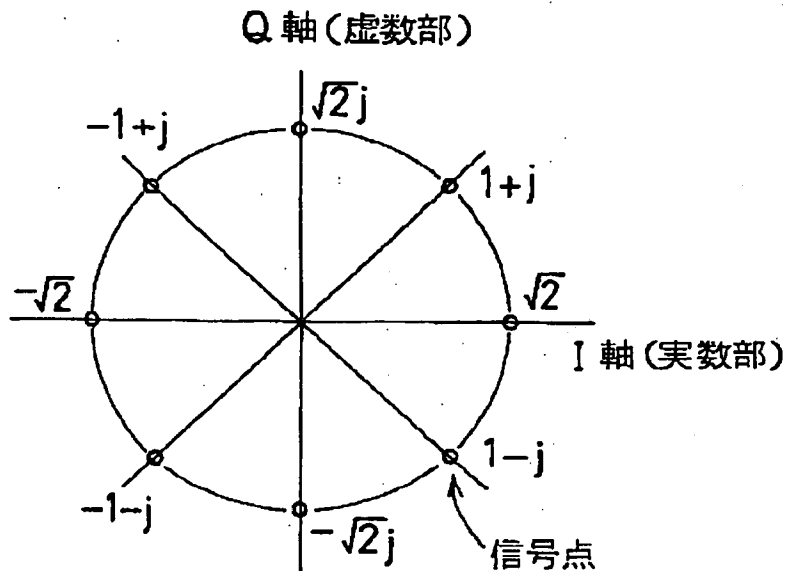
- 1 送信側回路
- 2 受信側回路
- 11 誤り訂正符号化回路
- 12 インタリーブマトリクス
- 13 各搬送波ごとの送信データ割当回路
- 14 周波数軸上データ生成回路
- 15 IFFT変調器
- 16 D/A変換器
- 17 ローパスフィルタ
- 18 周波数変換器
- 19 バンドパスフィルタ
- 21 バンドパスフィルタ
- 22 周波数変換器
- 23 ローパスフィルタ
- 24 A/D変換器
- 25 FFT復調器
- 26 信号点座標判定回路
- 27 各搬送波ごとの受信データ結合回路
- 28 デインタリーブマトリクス
- 29 誤り訂正復号回路

(5)

【図1】



【図2】



【図3】

送信データ	位相変化量
0 0 0	0
0 0 1	$+\frac{\pi}{4}$
0 1 1	$+\frac{\pi}{2}$
0 1 0	$+\frac{3}{4}\pi$
1 1 0	$+\pi$
1 1 1	$-\frac{3}{4}\pi$
1 0 1	$-\frac{\pi}{2}$
1 0 0	$-\frac{\pi}{4}$

【図6】

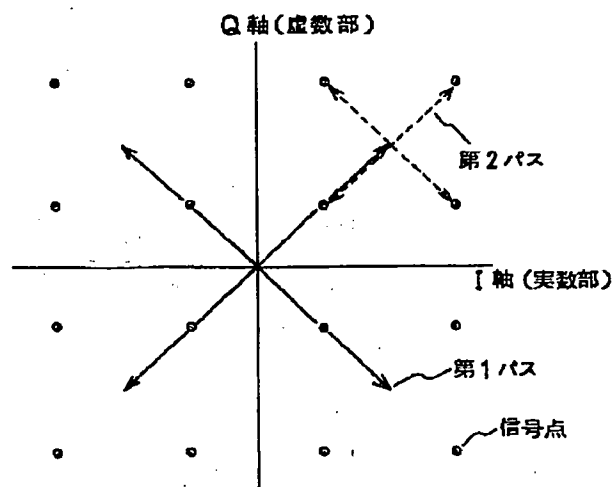
送信データ	位相変化量
0 0	0
1 0	$+\frac{\pi}{2}$
1 1	$+\pi$
0 1	$-\frac{\pi}{2}$

【図4】

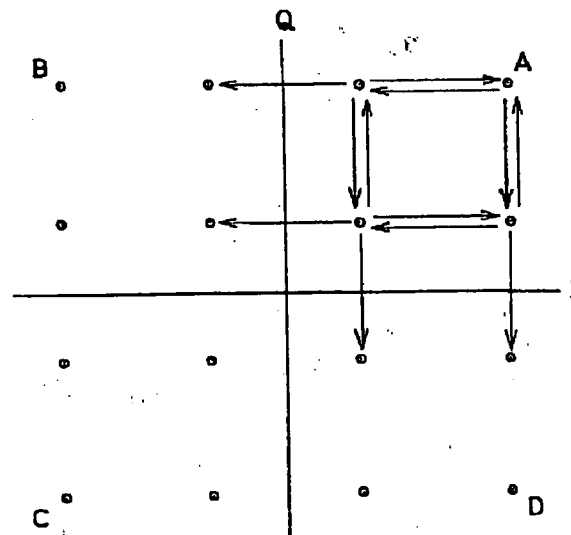
送信データ 位相変化量

0 0	0
1 0	$+\frac{\pi}{2}$
1 1	$+\pi$
0 1	$-\frac{\pi}{2}$

【図5】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 斉藤 知弘
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会放送技術研究所内

(72)発明者 高田 政幸
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会放送技術研究所内

(72)発明者 山田 幸
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会放送技術研究所内

OFDM TRANSMISSION METHOD AND ITS TRANSMITTER-RECEIVER

Patent Number: JP7079415
Publication date: 1995-03-20
Inventor(s): SEKI TAKASHI; others: 02
Applicant(s): TOSHIBA CORP
Requested Patent: ☒ JP7079415
Application Number: JP19930221600 19930907
Priority Number(s):
IPC Classification: H04N7/00
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE:To reduce disturbance of broadcast by increasing an amplitude of a subcarrier at a frequency band in which a characteristic of a Nyquist filter of an analog television receiver is attenuated in the transmitter-receiver used for the orthogonal frequency division multiplexing.

CONSTITUTION:A clock signal is received by a timing circuit 315, a timing signal generated therefrom is fed to each circuit. A digital TV signal is inputted to a symbol coder 301, in which each subcarrier is converted into a symbol for the phase modulation system and the orthogonal amplitude modulation system. Symbol data are inputted to a serial parallel converter 302, in which N sets of parallel symbols are formed and n-sets of symbols are inputted to a complex multiplier 303 whose coefficient is (a), and n-sets of symbols whose amplitude is multiplied by (a) are given to a computing element 304 corresponding to subcarriers 1-n, and the amplitude of the obtained subcarriers 1-n is set larger than an amplitude of other symbol. Thus, the signal is sent while its band is limited through the use of a band pass filter 314.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-79415

(43)公開日 平成7年(1995)3月20日

(51)Int. Cl.⁶
H04N 7/00

識別記号 庁内整理番号

FI

技術表示箇所

H04N 7/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数8

OL

(全13頁)

(21)出願番号 特願平5-221600

(22)出願日 平成5年(1993)9月7日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 関 隆史

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝映像メディア技術研究所内

(72)発明者 石川 達也

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝映像メディア技術研究所内

(72)発明者 杉田 康

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝映像メディア技術研究所内

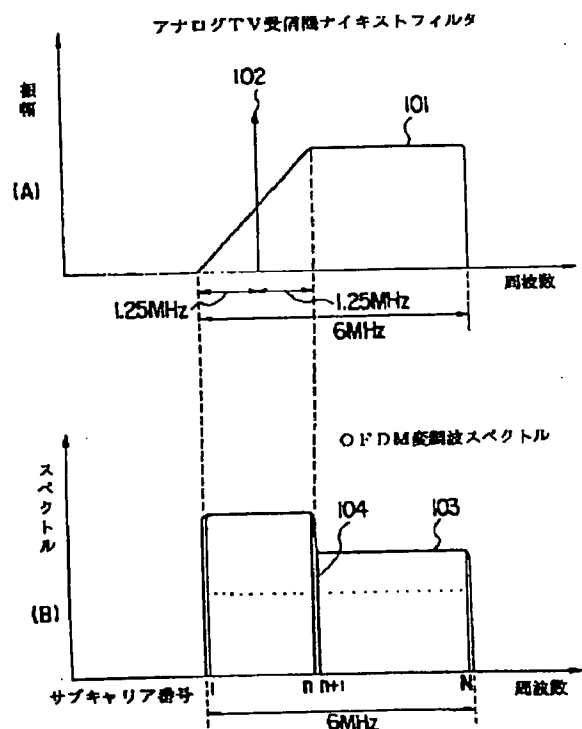
(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

(54)【発明の名称】-OFDM伝送方法とその送受信装置

(57)【要約】

【目的】アナログTV放送に与える妨害を少なく保と同時に、OFDMによるデジタルTV放送の耐妨害性を向上させ、またデジタル受信機とアナログ受信機との共用化を図れるようにする。

【構成】複数の変調されたサブキャリアを直交多重する変調方式(以下、OFDMと記す)を用いたデジタルTV放送を、残留側波帯振幅変調方式を用いたアナログTV放送と同一のチャンネルで行う場合、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅を、それ以外の周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅よりも大きくする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】複数の変調されたサブキャリアを直交多重する変調方式（以下、OFDMと記す）を用いたデジタルTV放送を、残留側波帯振幅変調方式を用いたアナログTV放送と同一のチャンネルで行う場合、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅を、それ以外の周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅よりも大きくすることを特徴とするOFDM伝送方法。

【請求項 2】前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域において、OFDM変調波のスペクトルがナイキストフィルタの逆特性になるようにOFDMサブキャリアの振幅を規定することを特徴とする請求項 1 記載のOFDM伝送方法。

【請求項 3】前記振幅の異なるサブキャリアに関して、それぞれ異なる情報を伝送することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載のOFDM伝送方法。

【請求項 4】前記振幅の異なるサブキャリアに関して、それぞれ異なる変調方式で変調することを特徴とする請求項 1 又は 2 記載のOFDM伝送方法。

【請求項 5】複数のサブキャリアの中で、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅よりも大きくする振幅制御手段と、前記複数のサブキャリアをOFDM変調するOFDM変調手段と、

OFDM変調された信号を伝送周波帯に周波数変換する周波数変換手段とを備えたことを特徴とする送信装置。

【請求項 6】複数のサブキャリアの中で、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅よりも大きくし、前記複数のサブキャリアをOFDM変調し、OFDM変調されたOFDM変調波を伝送周波帯に周波数変換することにより送信されてきた前記OFDM変調波を受信する受信手段と、受信された信号の中から希望するチャンネルの信号を選択して中間周波信号に変換するチューナと、前記チューナの出力を帯域制限するナイキストフィルタと、

前記中間周波帯域フィルタの出力をベースバンド信号に周波数変換する手段と、

前記ベースバンド信号をOFDM復調する手段と、復調されたシンボルの中で前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアの復調シンボルの振幅を正規化する手段とを備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 7】複数のサブキャリアの中で、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波

数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅よりも大きくする手段と、

前記複数のサブキャリアをOFDM変調する手段と、OFDM変調された信号を伝送周波帯に周波数変換する手段とを備え、

前記シンボルの振幅を大きくする手段は、前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域におけるOFDM変調波のスペクトルが前記ナイキストフィルタの逆特性になるようにシンボルの振幅を規定することを特徴とする送信装置。

【請求項 8】複数のサブキャリアの中で、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅よりも大きくし、前記複数のサブキャリアをOFDM変調し、OFDM変調されたOFDM変調波を伝送周波帯に周波数変換して伝送するも、前記シンボルの振幅を大きくする場合は、前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域におけるOFDM変調波のスペクトルが前記ナイキストフィルタの逆特性になるようにシンボルの振幅を規定している前記OFDM変調波を受信する受信手段と、

受信された信号の中から希望するチャンネルの信号を選択して中間周波信号に変換するチューナと、

前記チューナの出力を帯域制限するナイキストフィルタと、

前記ナイキストフィルタの出力をベースバンド信号に周波数変換する手段と、

前記ベースバンド信号をOFDM復調する手段とを備え、

残留側波帯振幅変調波を受信するのに前記チューナおよび前記ナイキストフィルタを共用することを特徴とする受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) を用いたデジタル伝送方法とその送受信装置に係わるもので、特にOFDMを用いたデジタル地上TV伝送方法とその送受信装置に有効なOFDM伝送方法とその送受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、高能率符号化技術とデジタル伝送技術を用いたデジタルTV伝送方式が研究されている。デジタルTV伝送において、デジタル変調技術は最も重要な技術の一つである。OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) は、マルチパスに強い、周波数利用効率が良い、他のサービスに妨害を与えにくいなどの特徴があり、デジタル地上TV伝送に適したデジタル変調方式として注目されている。OFDMを用いたデ

ジタルTV伝送システムは欧州で研究されており、例えば北欧諸国の開発グループによるHD-DIVINE方式(EBU Technical Review, Vol. 253, pp.40-47, 1992参照)などがある。

【0003】OFDMは、伝送データを互いに直交する多数の搬送波(サブキャリア)に分散して、それぞれのサブキャリアを位相変調(PSK: Phase Shift Keying)方式、直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)方式などで変調する方式である。図8に、OFDM変調波のスペクトルを示す。それぞれのサブキャリアは互いに直交しているので、変調されたサブキャリアのスペクトルは図8に示すように互いにオーバーラップし、全体のスペクトルは伝送帯域内で平坦になる。多数のサブキャリアの変調および復調は、それぞれIFFT(Inverse Fast Fourier Transform)およびFFT(Fast Fourier Transform)によって行われる。

【0004】図9は、OFDMを用いた送信装置の従来例を示す図である。図9において、クロック信号はタイミング回路914に入力され、タイミング回路914によって生成されたタイミング信号が各回路に供給される。デジタルTV信号は、シンボル符号化器901に入力され、PSK方式やQAM方式の符号点(シンボル)に変換される。シンボル符号化器901からのシンボルデータ(I軸成分およびQ軸成分)は、直列並列変換器902に入力されて、OFDMのサブキャリア数(Nとする)の並列シンボルデータに変換される。シンボルのI軸成分を複素数の実部、Q軸成分を複素数の虚部とみなし、N個の複素データをIFFT演算器903のN個の入力端子にそれぞれ入力してIFFT演算を行うことによって、N個のサブキャリアを変調することができる。IFFT演算器903の出力は、N個のサブキャリアの変調波を合成した信号となる。IFFT演算器903のN個の出力は、並列直列変換器904に入力されて直列に変換される。並列直列変換器904の出力の実部および虚部は、それぞれアナログデジタル(A/D)変換器905、906でアナログ信号に変換され、低減通過フィルタ(LPF)907、908で帯域制限される。低減通過フィルタ907、908の出力は、それぞれ乗算器909、910に入力され、局部発振器911からの位相0°および位相90°の局発信号によって直交変調される。乗算器909、910の出力は加算器912で加算され、帯域通過フィルタ913で帯域制限されて送信される。

【0005】図10は、OFDMを用いた受信装置の従来例を示す図である。図10において、受信信号はチューナ回路1001によって中間周波帯に変換され、帯域通過フィルタ(BPF)1002によって帯域制限される。帯域通過フィルタ1002の出力は、乗算器1003、1004に入力され、局部発振器1005からの位相0°および位相90°の局発信号によって準同期直交

検波される。乗算器1003、1004の出力は、それぞれ低域通過フィルタ(LPF)1006、1007を通してアナログデジタル(A/D)変換器1008、1009に入力され、デジタル信号に変換される。ここで、クロック再生回路1014によって再生されたクロック信号がアナログデジタル変換器1008、1009に供給される。また、再生されたクロック信号はタイミング回路1015に入力され、タイミング回路1015によって生成されたタイミング信号が各回路に供給される。アナログデジタル変換器1008、1009の出力は、直列並列変換器1010に入力されて並列の複素データに変換される。直列並列変換器1010の出力をFFT演算器1011に入力してFFT演算を行うことによって、OFDM変調波が復調される。FFT演算器1011の出力の実部および虚部がそれぞれシンボルのI軸成分およびQ軸成分になる。OFDM復調されたN個のシンボルは、並列直列変換器1012に入力されて直列に変換される。並列直列変換器1012の出力は、シンボル識別器1013において遅延検波された後に識別されて、デジタルTV信号に復号される。

【0006】OFDMを用いたデジタルTV伝送システムを地上波伝送に応用する場合、現行のアナログTV放送と同一のチャンネルを用いてデジタル地上TV放送を行うことが考えられる。このときある地域をデジタル放送に用いられるチャンネルが、近接する他の地域でアナログ放送に用いられる場合があるので、デジタル放送とアナログ放送の相互干渉を少なくすることが重要である。

【0007】図11は、従来のOFDM伝送方法を示す図である。現行アナログ方式のチャンネル内のスペクトルは、例えばNTSC(National television System Committee)方式を例にすると、図11(A)に示すように映像搬送波、色副搬送波および音声副搬送波の付近にスペクトル成分が集中している。このためにHD-DIVINE方式などにおいては、図11(B)に示すようにアナログ方式の各搬送波付近のOFDMサブキャリアを使わないことによって相互干渉を減らしている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】以上説明したように、現行アナログTV放送と同一のチャンネルを用いてデジタル地上TV放送を行う場合は、デジタル放送とアナログ放送の相互干渉を少なくすることが重要である。

【0009】本発明は、アナログTV放送に与える妨害を少なく保つと同様に、しかもOFDMを用いたデジタルTV放送の耐妨害性を向上させ、またデジタルTV受信機とアナログTV受信機との共用化を図るのに有効なOFDM伝送方法とその送受信装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するた

10

20

30

40

50

めに、本発明は、OFDMを用いたデジタルTV放送を、残留側波帯振幅変調方式を用いたアナログTV放送と同一のチャンネルで行う場合において、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅を、それ以外の周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅よりも大きくすることを特徴とするOFDM伝送方法とするものである。

【0011】また、複数のサブキャリアの中で、前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリアを変調するシンボルの振幅よりも大きくする手段と、前記複数のサブキャリアをOFDM変調する手段と、OFDM変調された信号を伝送周波帯に周波数変換する手段とを有することを特徴とする送信装置とするものである。

【0012】また、受信されたOFDM変調信号の中から希望するチャンネルの信号を選択して中間周波信号に変換するチューナと、前記チューナの出力を帯域制限する中間周波帯域フィルタと、前記中間周波帯域フィルタの出力をベースバンド信号に周波数変換する手段と、前記ベースバンド信号をOFDM復調する手段と、復調されたシンボルの中で前記ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリアの復調シンボルの振幅を正規化する手段とを有することを特徴とする受信装置とするものである。

【0013】

【作用】上記の手段によって、アナログTV放送が妨害を受けにくい周波数帯域においてOFDMサブキャリアの振幅を大きくするので、アナログTV放送に与える妨害を少なく保つと同時に、OFDMを用いたデジタルTV放送の耐妨害性を向上させることができる。

【0014】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。図1は、本発明のOFDM伝送方法の一実施例を示す図である。図1(A)は、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性を示し、図1(B)はOFDM変調波のスペクトルを示す。図1において、101はアナログTV受信機におけるナイキストフィルタの特性、102はNTSC方式の映像搬送波、103はOFDM変調波のスペクトル、104はOFDMサブキャリアを示す。図に示すように、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のサブキャリア(キャリア番号1からn)の振幅を、それ以外の周波数帯域のサブキャリア(キャリア番号n+1からN)の振幅よりも大きくして、それぞれをデジタル変調する。

【0015】ここで、現行のアナログTV放送に用いられているNTSC方式の伝送方法について説明する。図2は、NTSC方式の伝送方法を説明する図である。N

TSC方式においては、映像信号は残留側波帯振幅変調(VSB-AM)方式で変調される。図2(A)に示すように、映像信号の片側の側波帯の一部は除去され、音声信号と合わせて6MHzの周波数帯域幅で伝送される。受信機において、映像信号は図2(B)に示す特性のフィルタ(ナイキストフィルタ)を通った後で復調されるので、ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域においてOFDMサブキャリアの振幅を大きくしても、NTSC信号に与える妨害が小さい。したがって、ナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域のOFDMサブキャリアの振幅を大きくすることによって、NTSC信号に対する妨害を増加させることなく、OFDM信号の耐妨害性及びチャンネル帯域の有効利用率を向上させることができる。

【0016】また図1において、振幅の異なるサブキャリアでそれぞれ異なる情報を伝送することによって伝送システムの信頼性を高めることができる。振幅の大きいサブキャリアはそれ以外のサブキャリアよりも妨害を受けにくいので、振幅の大きいサブキャリアに重要なデータを割り当てるようにする。例えば、一般に画像信号は低周波数成分を多く含んでいるので、画像の低周波数成分のデータを振幅の大きいサブキャリアに割り当てることによって、妨害を受けたときの画像の劣化を少なくすることができる。

【0017】また図1において、振幅の異なるサブキャリアをそれぞれ異なる変調方式で変調することによってデータの伝送効率を高めることができる。例えば、振幅の大きいサブキャリアは64QAM方式で変調し、それ以外のサブキャリアは16QAM方式で変調する。変調方式を多値化すると雑音などの影響を受けやすくなるが、振幅の大きいサブキャリアをそれ以外のサブキャリアよりも多値化することによって、伝送路の雑音などの影響を増加させることなくデータの伝送効率を高めることができる。

【0018】図3は、図1のOFDM伝送方法における送信装置の実施例を示す図である。図3において、クロック信号はタイミング回路315に入力され、タイミング回路315によって生成されたタイミング信号が各回路に供給される。デジタルTV信号はシンボル符号化器301に入力されて、PSK方式やQAM方式の符号点(シンボル)に変換される。シンボル符号化器301からのシンボルデータ(I軸成分およびQ軸成分)は、直列並列変換器302に入力されて、N個の並列シンボルに変換される。直列並列変換器302の出力の中で、n個のシンボルは係数aの複素乗算器303にそれぞれ入力される。複素乗算器303によって振幅がa倍にされたn個のシンボルは、図1(B)に示したキャリア番号1からnのサブキャリアに対応するIFFT演算器304の入力端子にそれぞれ入力される。また、それ以外のシンボルは、図1(B)に示したキャリア番号n+1か

らNのサブキャリアに対応するIFFT演算器304の入力端子にそれぞれ入力される。キャリア番号1からnのサブキャリアを変調するシンボルの振幅をそれ以外のシンボルの振幅よりも大きくすることによって、図1

(B)に示すスペクトルOFDM変調波を生成することができる。IFFT演算器304の出力は、並列直列変換器305に入力されて直列に変換される。並列直列変換器305の出力の実部および虚部は、それぞれアナログデジタル(A/D)変換器306、307でアナログ信号に変換され、低域通過フィルタ(LPF)308、309で帯域制限される。低域通過フィルタ308、309の出力は、それぞれ乗算器310、311に入力され、局部発振器312からの位相 0° および位相 90° の局発信号によって直交変調される。乗算器310、311の出力は加算器313で加算され、帯域通過フィルタ314で帯域制限されて送信される。

【0019】図4は、図1のOFDM伝送方法に対応した受信装置の実施例を示す図である。図4において、受信信号はチューナ回路401によって中間周波帯に変換され、帯域通過フィルタ(ナイキストフィルタ)402によって帯域制限される。帯域通過フィルタ402の出力は乗算器403、404に入力され、局部発振器405からの位相 0° および位相 90° の局部発信号によって準同期直交検波される。

【0020】乗算器403、404の出力は、それぞれ低域通過フィルタ406、407を通してアナログデジタル変換器408、409に入力され、デジタル信号に変換される。ここで、クロック再生回路415によって再生されたクロック信号がアナログデジタル変換器408、409に供給される。また、再生されたクロック信号はタイミング回路416に入力され、タイミング回路416によって生成されたタイミング信号が各回路に供給される。アナログデジタル変換器(A/D)408、409の出力は、直列並列変換器410に入力されて並列の複素データに変換される。直列並列変換器410の出力をFFT演算器411に入力してFFT演算を行うことによって、OFDM変調波が復調される。OFDM復調されたN個のシンボルの中で、キャリア番号1からnのサブキャリアの復調シンボルの振幅は送信側でa倍になっている。したがって係数 $1/a$ の複素乗算器412を用いて元の振幅にもどす。OFDM復調されたN個のシンボルは、並列直列変換器413に入力されて直列に変換される。並列直列変換器413の出力は、シンボル識別器414において遅延検波された後に識別されて、デジタルTV信号に復号される。

【0021】図3の送信装置において、直列並列変換器302の後に複素乗算器303を置いて、キャリア番号1からnのサブキャリアに入力するシンボルの振幅を大きくしているが、直列並列変換器302の前に複素乗算器を置いてシンボルごとに係数を変えることによって、

キャリア番号1からnのサブキャリアに入力するシンボルの振幅を大きくすることも可能である。

【0022】また同様に図4の受信装置において、並列直列変換器413の後に複素乗算器を置いてシンボルごとに係数を変えることによって、キャリア番号1からnのサブキャリアの復調シンボルの振幅を元にもどすことも可能である。

【0023】図5は、本発明のOFDM伝送方法の他の実施例を示す図である。図5(A)はアナログTV受信機のナイキストフィルタの特性を示し、図5(B)はOFDM変調波のスペクトルを示す。図5において、501はナイキストフィルタの特性、502はNTSC方式の映像搬送波、503はOFDM変調波のスペクトル、504はOFDMサブキャリアを示す。図5に示すように、アナログTV受信機のナイキストフィルタの特性が減衰している周波数帯域において、OFDMスペクトルがナイキストフィルタの逆特性になるようにOFDMサブキャリア(キャリア番号1からn)の振幅を定める。図5のOFDM伝送方法を用いることによって、デジタルTV受信機とアナログTV受信機の共用化を図り、またOFDM復調部の構成を簡略化することができる。

【0024】図6は、図5のOFDM伝送方法における送信装置の実施例を示す図である。図6の構成は、図3の装置の構成と同様であるが、直列並列変換器602とIFFT演算器604との間において、OFDM変調波のスペクトルがナイキストフィルタの逆特性になるように複素乗算器603の係数 a_1 から a_n を定め、キャリア番号1からnのサブキャリアに入力するシンボルの振幅を規定する。

【0025】図7は、図5のOFDM伝送方法における受信装置の実施例を示す図である。図7において、チューナ回路701およびナイキストフィルタ702は、アナログ受信機と共通のものを使用する。送信側でOFDM変調波のスペクトルはナイキストフィルタの逆特性に整形されているので、ナイキストフィルタ702を通ったOFDM変調波のスペクトルは受信帯域内で平坦になる。したがってFFT演算器711の出力がそのまま復調シンボルとなり、シンボルの振幅を元にもどすための複素乗算器を省くことができる。その他は、図4の構成と同様である。また、アナログ変調波を受信した場合は、ナイキストフィルタ702の出力をアナログ復調器716に入力することによって、アナログTV信号を復調することができる。

【0026】

【発明の効果】以上、説明したように、本発明によれば、アナログTV放送に与える妨害を少なく保ち同時に、OFDMによるデジタルTV放送の耐妨害性を向上させ、またデジタル受信機とアナログ受信機との共用化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す図。

【図2】NTSC方式の伝送方法を説明する図。

【図3】図1のOFDM伝送方法における送信装置の実施例を示す図。

【図4】図1のOFDM伝送方法における受信装置の実施例を示す図。

【図5】本発明の他の実施例を示す図。

【図6】図5のOFDM伝送方法における送信装置の実施例を示す図。

【図7】図5のOFDM伝送方法における受信装置の実施例を示す図。

【図8】OFDM変調波のスペクトルを示す図。

【図9】従来のOFDM伝送方法における送信装置を示す図。

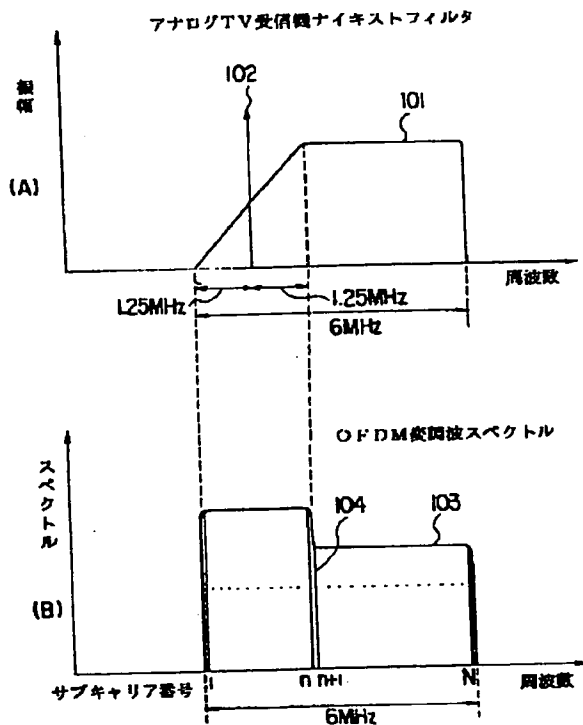
【図10】従来のOFDM伝送方法における受信装置を示す図。

【図11】従来のOFDM伝送方法を説明する図。

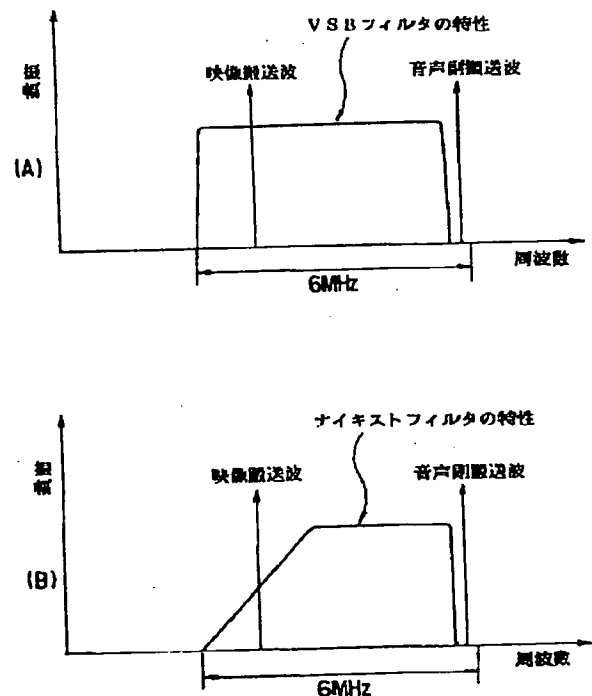
【符号の説明】

101…ナイキストフィルタの特性、102…映像搬送波、103…OFDM変調波のスペクトル、104…OFDMサブキャリア、301、601…シンボル符号化器、302、410、602、710…直列並列変換器、303、412、603…複素乗算器、304、604…IFFT演算器、305、413、605、712…並列直列変換器、306、307、606、607…デジタルアナログ変換器、308、309、406、407、608、609…低域通過フィルタ、310、311、403、404、610、611、703、704…乗算器、313、613…加算器、314、402、614、706、707…帯域通過フィルタ、315、416、715…タイミング回路、401、701…チューナ回路、408、409…アナログデジタル変換器、411、711…FFT演算器、414、713…シンボル識別器、415…クロック再生回路、716…アナログ復調回路。

【図1】

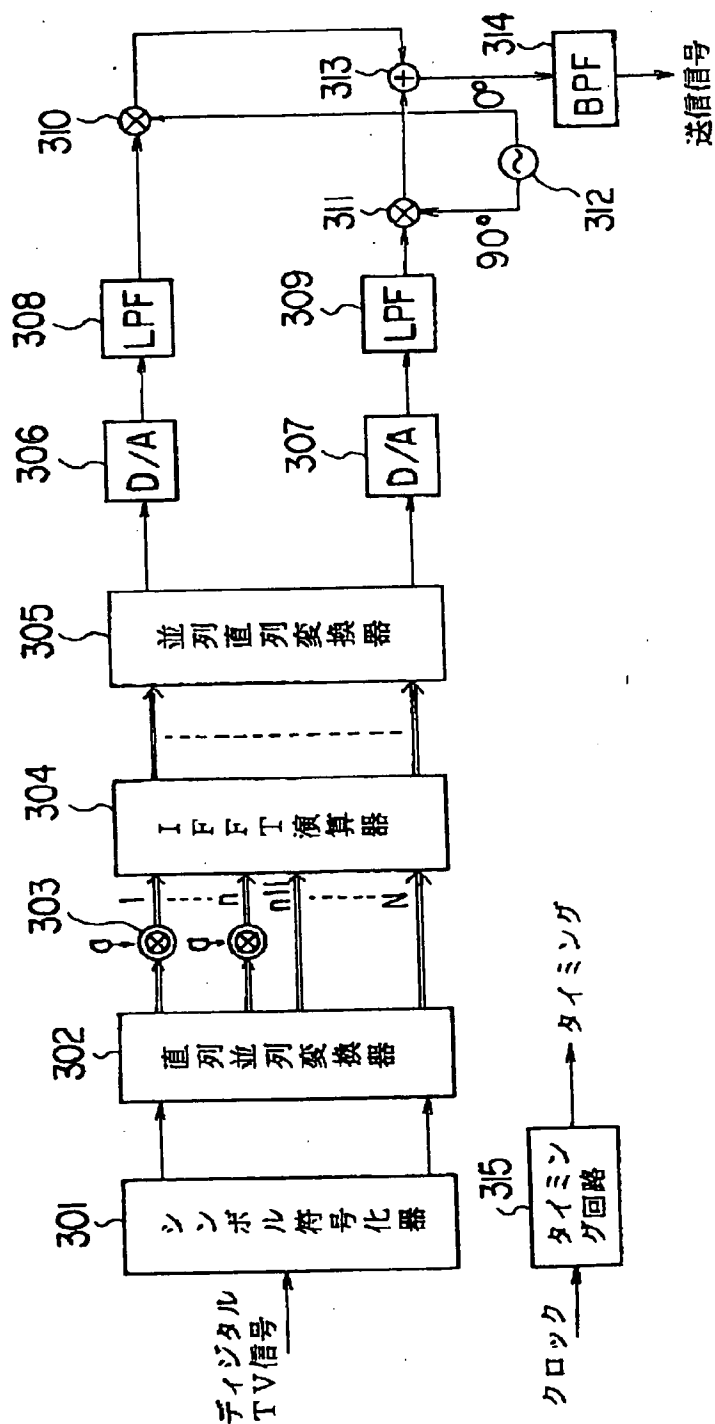


【図2】

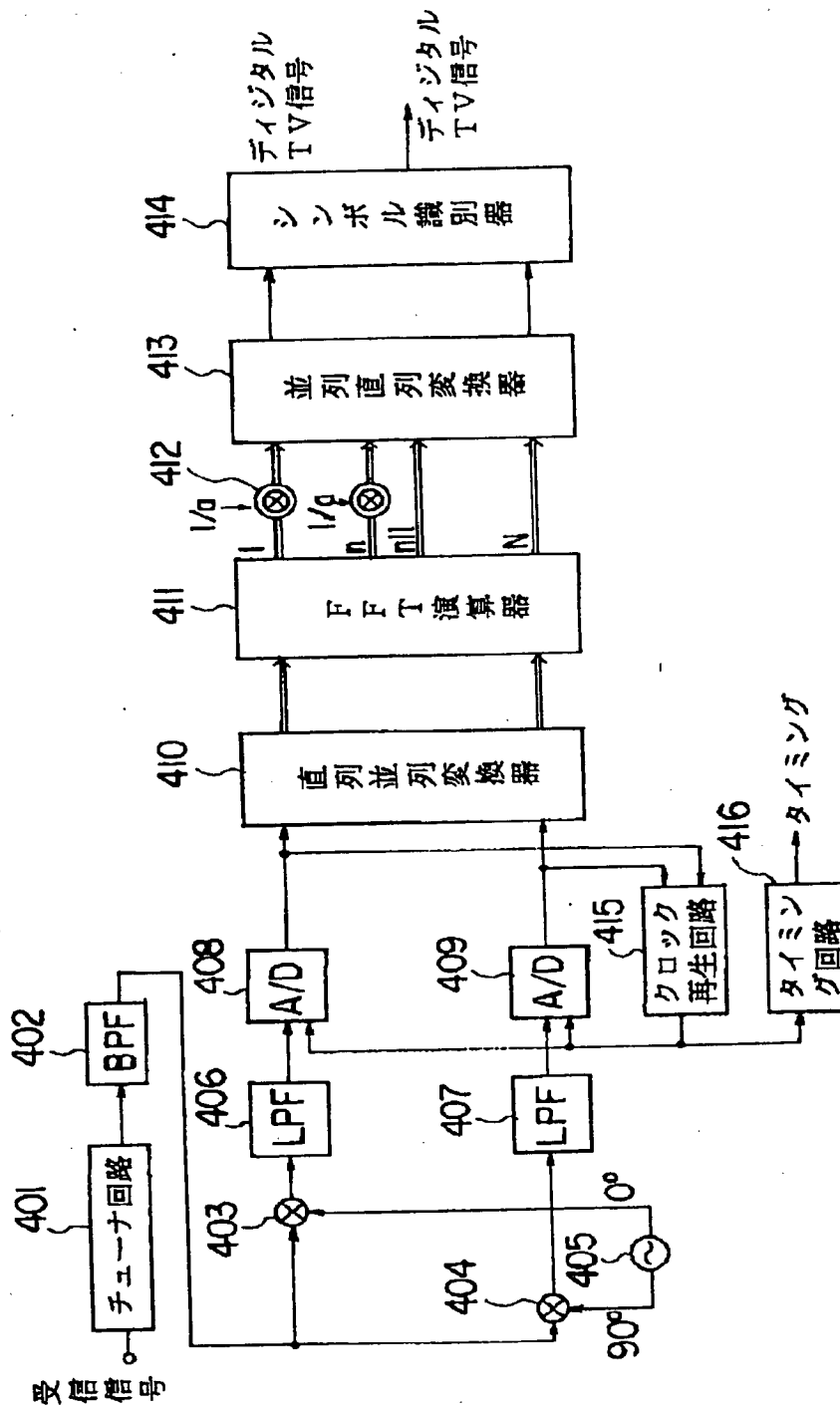


(7)

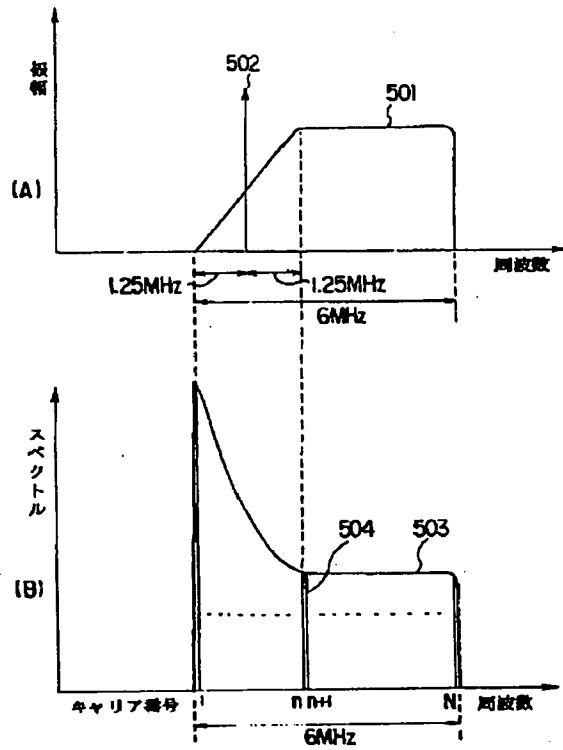
【図3】



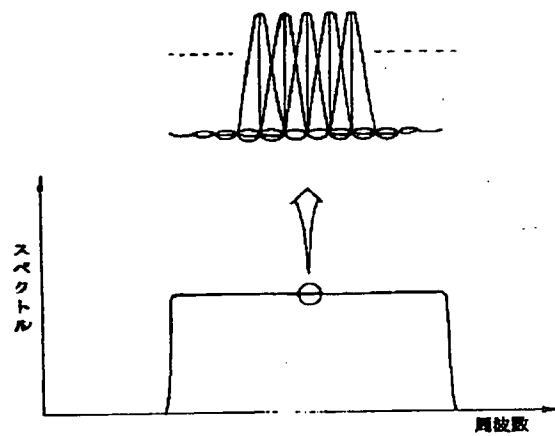
【図4】



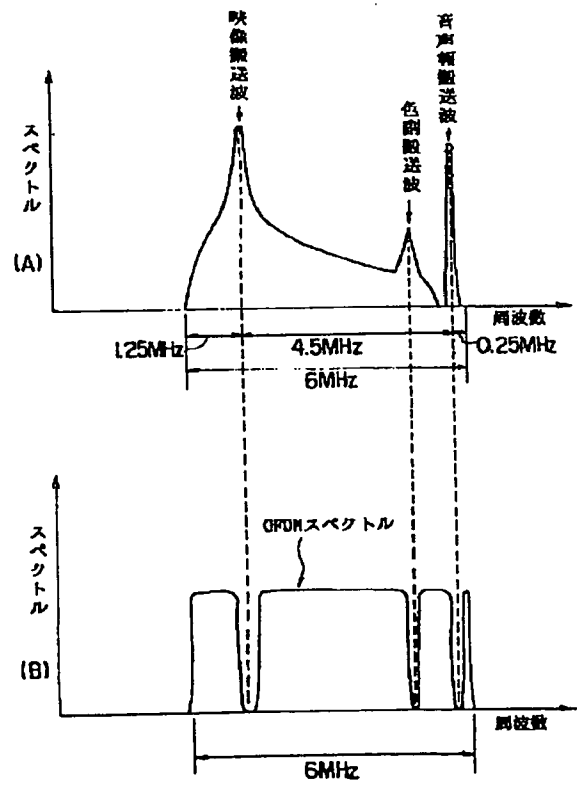
【図5】



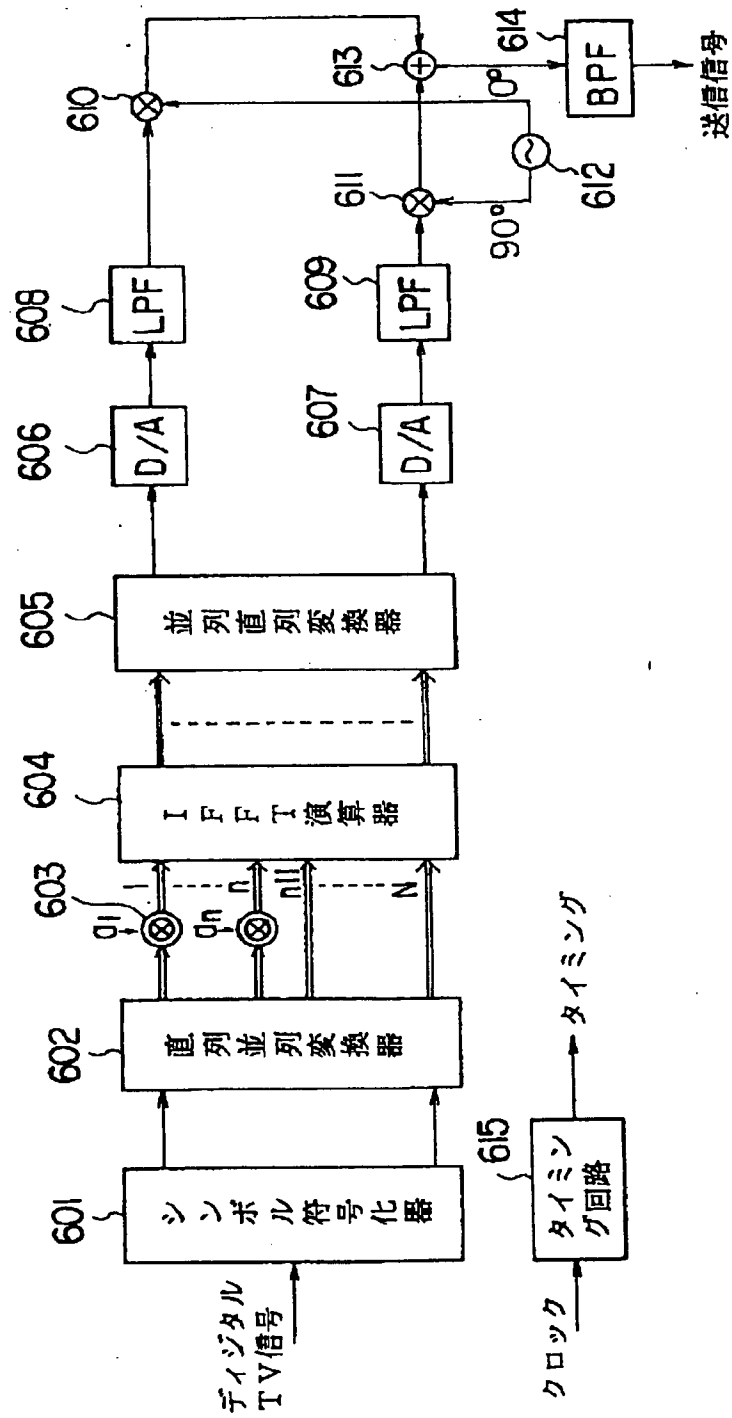
【図8】



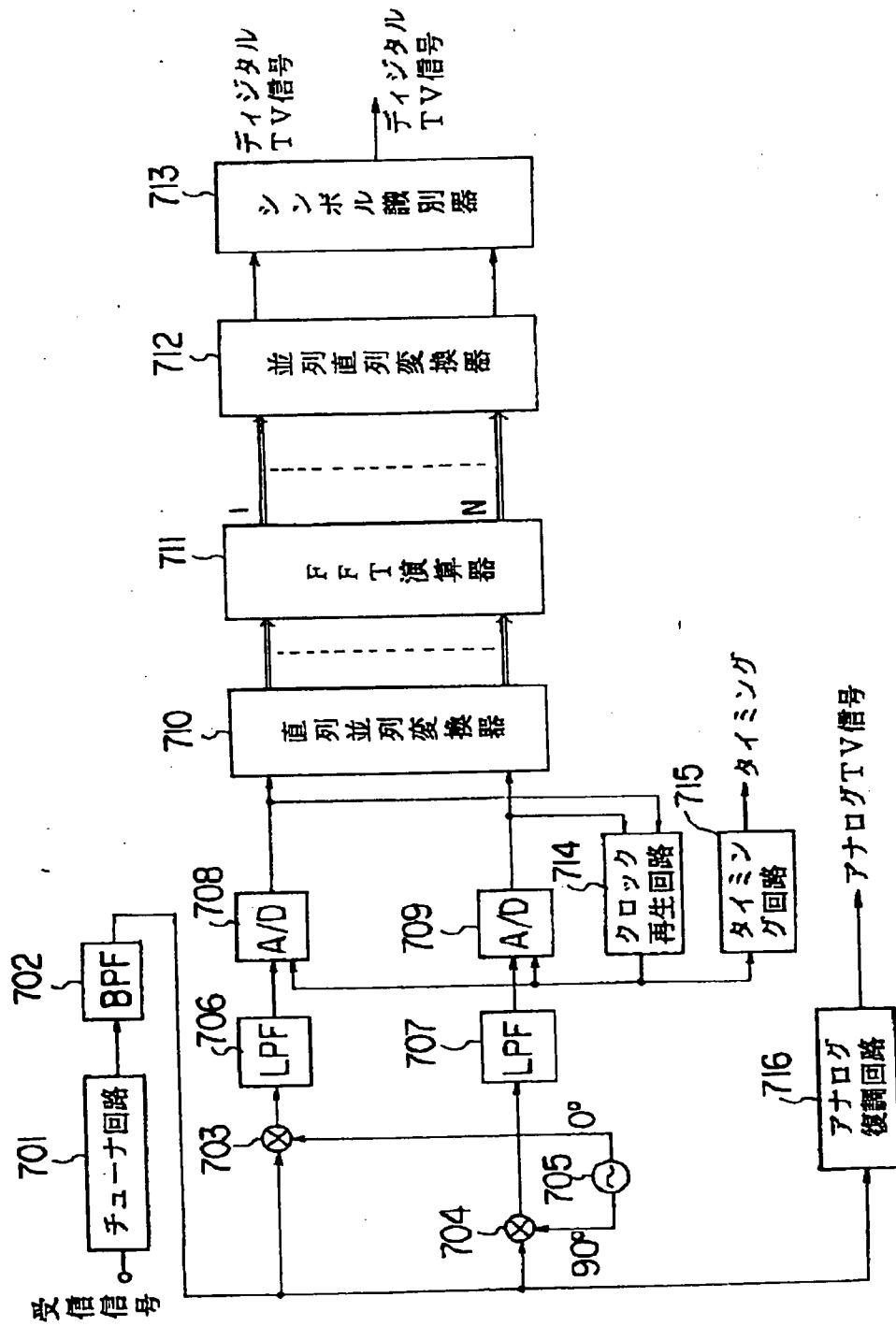
【図11】



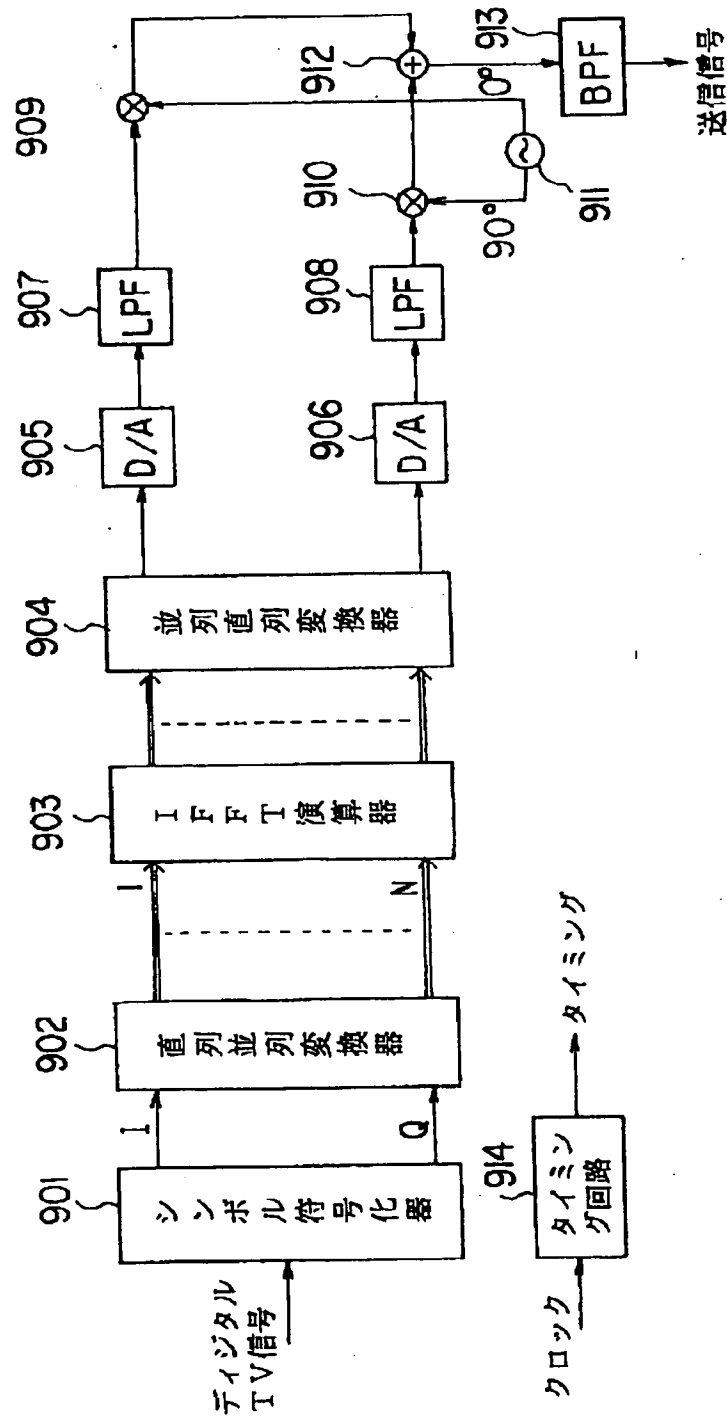
【図6】



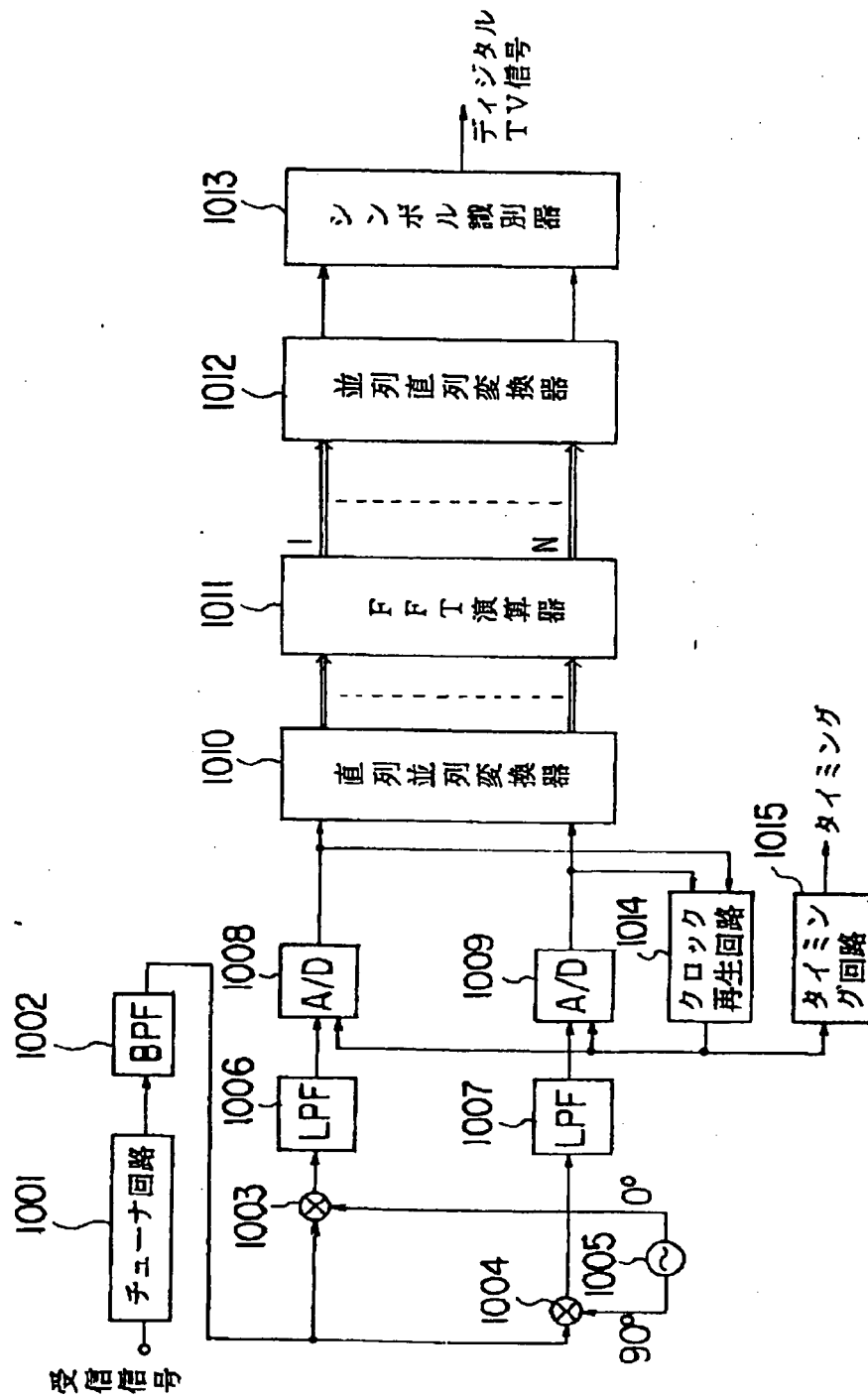
【図7】



【図9】



【図10】



Device for the coherent demodulation of time-frequency interlaced digital data, with estimation of the frequency response of the transmission channel and threshold, and corresponding transmitter

Patent Number: ☒ US5307376

Publication date: 1994-04-26

Inventor(s): RAULT M JEAN-CHRISTOPHE (FR); CASTELAIN M DAMIEN (FR); HELARD M JEAN-FRANCOIS (FR); LE FLOCH M BERNARD (FR)

Applicant(s): FRANCE TELECOM (FR)

Requested Patent: ☐ JP5075568

Application
Number: US19920820484 19920114

Priority Number
(s): FR19910000654 19910117

IPC
Classification: H04K1/10; H04L27/28

EC
Classification: H04L25/02C5, H04L25/02C7A, H04L25/02C7C1A, H04L27/26M5

Equivalents: AU1025092, AU655959, CA2059455, DE69228842D, DE69228842T,
DE69232580D, ☐ EP0499560, B1, ☐ FR2671923, JP3044899B2

Abstract

A method and apparatus for the coherent demodulation of a digital signal constituted by digital elements distributed in the time-frequency space and transmitted in the form of symbols constituted by a multiplex of N orthogonal carrier frequencies modulated by a set of said digital elements and broadcast simultaneously, the digital signal also including reference elements having a known value position in said time frequency space. The method includes a Fourier transform of at least samples of said digital signal containing said reference elements from a frequency domain into a temporal domain, a weighting of the transformed samples in the temporal domain by a rectangular temporal window f_n , a thresholding of the transformed samples in the temporal domain to eliminate any samples below a predetermined threshold, and a reverse Fourier transform of the samples remaining after said weighting and thresholding from the temporal domain into the frequency domain for projection onto said digital signal. The threshold level can be fixed or varied based on the power level of the noise affecting the transmission channel or an estimated pulse response of the transmission channel.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-75568

(43)公開日 平成5年(1993)3月26日

(51)Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 11/00

A 7117-5 K

H 0 4 B 14/00

E 4101-5 K

H 0 4 L 27/00

9297-5 K

H 0 4 L 27/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数10

(全10頁)

(21)出願番号 特願平4-26156

(22)出願日 平成4年(1992)1月17日

(31)優先権主張番号 9100654

(32)優先日 1991年1月17日

(33)優先権主張国 フランス (FR)

(71)出願人 591044452

フランス テレコム

FRANCE TELECOM

フランス国, 92131 イシレムーリノー

ル デュ ジェネラル レックラーク38-

40番地

(74)代理人 弁理士 山本 恵一

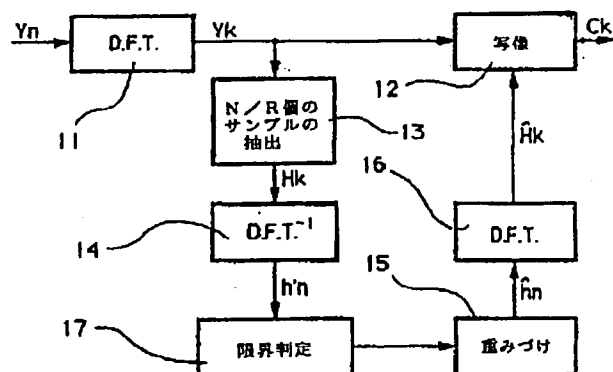
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信路の周波数応答の評価と限界判定を備えた時間周波数領域に多重化されたデジタルデータをコヒレント復調するための装置

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 送信通信路に発生する雑音に関する基準要素の判別を容易にする。

【構成】 デジタル信号が時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは復調装置に判明しており、復調装置がフーリエ変換11によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に基準要素に対応して受信したサンプルのフーリエ変換を実行し、時間領域で変換14されたサンプルと矩形の時間ウィンド(f_n)との乗算15を実行し、そして、乗算の後に時間領域から周波数領域16に得られたサンプルの逆フーリエ変換12を実行し、評価する手段が時間領域でサンプルの限界判定を行う手段あるいはスレシヨルドを設定する手段17を備えて、あるスレシヨルド以下のサンプルを規則正しく除去する、ように構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のデジタル信号を、コヒレント復調（同期復調）するための装置であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調装置に判明しており、前記復調装置がフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を実行し、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド（ f_0 ）との乗算を実行し、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を実行し、前記評価する手段が前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う手段を備えて、あるスレシヨルド以下のサンプルを規則正しく除去する、ことを特徴とする復調装置。

【請求項 2】 前記スレシヨルドを計算するために前記限界判定手段が前記送信通信路に影響を及ぼす雑音の電力レベルの標準偏差 σ^2 の値を計算に取り入れる、請求項 1 に記載の復調装置。

【請求項 3】 前記スレシヨルドが 5σ から 6σ の範囲の値を有する、請求項 2 に記載の復調装置。

【請求項 4】 前記スレシヨルドを計算するために前記限界判定手段が前記送信通信路のパルス応答の評価を計算に取り入れる、請求項 2 ～ 3 のいずれかに記載の復調装置。

【請求項 5】 前記スレシヨルドが固定である、請求項 1 に記載の復調装置。

【請求項 6】 前記限界限定手段が前記ウインドの乗算の上位に位置する、請求項 1 に記載の復調装置。

【請求項 7】 受信されたサンプルの前記変換が送信されるシンボルあたりM個の基準要素に等しい形態の変換であり、前記時間ウインドの乗算が（ $N-M$ ）個のゼロの列とM個の変換された基準要素の加算によって簡単に達成される、請求項 1 に記載の復調装置。

【請求項 8】 時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のデジタル信号を、コヒレント復調するための方法であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調方法に判明しており、前記復調方法はフーリエ変換によっていかなるときでも

送信通信路の周波数応答を評価する段階を備え、前記評価する段階は、

周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を行う段階と、

時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド（ f_0 ）との乗算を行う段階と、

そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を行う段階と、

を備え、

10 前記評価する段階は、さらに、前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う段階を備え、あるスレシヨルド以下のサンプルを規則正しく除去する、ことを特徴とする復調方法。

【請求項 9】 時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のデジタル信号を、放送するための方法であって、

20 前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記放送方法に判明しており、

前記放送方法が前記搬送波を送信する手段を備え、有効な情報要素を搬送する搬送波に使用される電力レベルより大きい電力レベルで前記基準要素を搬送する搬送波を選択的に搬送波に割り当てる、

ことを特徴とする放送方法。

【請求項 10】 請求項 9 に記載の放送方法を実行するデジタル信号の送信機。

30 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、都会の環境下で、すなわち、フェージング現象を生み出す多重の伝播（レーレー過程：Rayleigh Process）の状態下で、そして雑音と混信が存在する中で、移動する移動受信機によって明瞭に受信されることを意図するデジタルデータの放送に関する。さらに詳しくは、本発明は、複数の経路が割り当てられた、その特性が時間によって変化する通信路でのデジタル信号の放送に関する。

40 【0002】

【従来の技術】本発明は、1990年11月14日出願の米国特許第4,881,241号に記載されるように、COFDM (Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex) として知られるデジタル音声放送システムに特定して適用できるが、それだけに限定されるものではない。デジタル放送のこのシステムは、通信路符号化装置と直交周波数分割多重による変調方法とを組み合わせるのに用いることができる。それは、周波数時間空間f

ー t でのデータ信号のデジタル要素の構成要素の分配を提供することにより、また、直交搬送波を用いた周波数の多重化による複数の並列の放送通信路でデジタル要素の組を同時に送信することにある。特に、この形態の変調は、データ列の2つの連続する要素が同一の周波数で送信されることを防止することを可能とするのである。

【0003】知られた符号化方法は、概して、復調器からのサンプルを、レーレー過程による受信された信号の振幅における変化の影響を吸収するよう処理することができるよう試みる。この符号化は、好都合にも、たたみこみによる符号化で、リード・ソロモン (Reed-Solomon) 型の符号化によってできる限り継続される。復号化は、好都合にも、ビテルビの復号化の形態の寛大な判定である。

【0004】知られた方法では、符号化されたデジタル要素は、さらに、レーレー過程と通信路の選択特性に関して通信路の統計的な独立性を最大にするために時間と周波数においてインタレース (インタリーブ) される。

【0005】受信された信号の復調は微分的 (遅延的) かあるいはコヒレントである。微分復調 (遅延復調) の価値はそれの実行の簡単さと根の深いフェージング後にその波及効果がないことである。それがこの方法であり、COFDMシステムの一般原理を確実なものにするために使用される。

【0006】理論では、コヒレント復調は微分復調よりも雑音に対する大きな耐久性を提供し、動作において約3dBの利得を得ることを可能とする。しかしながら、放送のシステムが妨害される環境で移動する受信機に特定される受信状況下では、多重化のそれぞれの搬送波に対する位相と振幅の基準を変調信号から抽出することは特に難しいことは明らかである。コヒレント復調の場合、搬送波の評価での誤りは、そのために、動作特性において実質的な劣化を導くことになる。このことは、搬送周波数あるいは自動車の速度が増加するときに遭遇する根の深いそして速いフェージングの場合に特に当てはまるのである。

【0007】換言すれば、コヒレント復調は、その原理においては微分復調より良好に動作するが、搬送波復調装置に、いかなる時点においても通信路の周波数応答を良好に評価する能力を要求するのである。

【0008】時間周波数多重の放送に関する1990年2月6日出願の仏国特許第FR 90 01491号 (1991年1月31日出願の米国特許第07/648,899号に対応) から知られる方法があるが、この方法は、周波数時間空間 $f-t$ において、送信されるべき有効な情報要素の間に値と位置の基準要素を挿入することを提供することによってコヒレント復調を可能にするものである。この方法の基本的な考えは、位相そして (あるいは) 振幅の基準パイロット周

波数として時間周波数領域に思慮深く分配されたある搬送波を使用することで構成される。それはいわゆる、送信されるべきデータ要素の間の予め定められた場所に挿入され、受信時の振幅そして (あるいは) 位相の基準として動作する。このようにして、補間によって、それぞれのデジタル要素に対する位相と振幅の基準を判定することが可能であり、コヒレント復調を実現することができる。

【0009】さらに詳しくは、通信路の応答の評価は、すでに述べた仏国特許第FR 90 01491号に記載されるような巡回たたみこみによってかあるいはフーリエ変換によって、補間の濾波によって得ることができる。この後者の方法の利点は、等しい品質に対して、前者より少ない数の演算を必要とすることである。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、これらの方法は実際には満足すべき結果を提供しないことがわかっていて。事実、通信路の応答が完全に評価された場合には微分復調と比較してコヒレント復調の利得は理論的には3dBであるのに、実際には0.5dBでしかない。この悪い結果は、本質的に、通信路の応答の評価が大きく雑音に影響される事実によるもので、したがって、補間の品質に逆に影響しているのである。本発明は、この従来技術の欠点を除去することを目的とするものである。

【0011】さらに詳しくは、本発明の目的は、微分復調と比較して2dB程度の実質的な利得を有する、時間と周波数で多重化されたデジタル信号のコヒレント復調のための装置を提供することである。したがって、本発明の目的は、雑音の影響が減少せしめられるそのような装置を提供し、それによって、補間の結果を改善することである。

【0012】本発明の特定の目的は、知られている復号器に整合する簡単で安価であることを必要とする、そして、これらの復号器にすでに存在する計算手段と情報要素を使用して、装置を提供することである。

【0013】本発明のもう1つの目的は、送信されるべき信号に整合することを必要としないような装置を提供することである。

【0014】補足的な方法において、本発明はまた、補足的な基準を付加することなしに受信するときに高い品質の補間を可能とする放送方法を提案する。

【0015】本発明の装置と方法は、好都合にも、お互いに連結して実現される。しかしながら、それらは独立しており、お互いに他方がなくとも使用できる。

【0016】

【課題を解決するための手段および作用】これらの目的は、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信さ

10

20

30

40

50

れる形態のデジタル信号を、コヒレント復調するための装置であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調装置に判明しており、前記復調装置がフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を実行し、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウィンド (f_0) との乗算を実行し、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を実行し、前記評価する手段が前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う手段あるいはスレシヨルドを設定する手段を備えて、あるスレシヨルド以下のサンプルを規則正しく除去する、前記復調装置によって達成される。

【0017】この方法においては、低い電力で受信される基準要素は、つまり、その要素のほとんどが雑音で妨害されているのだが、計算に取り込まれない。

【0018】好都合にも、スレシヨルドの計算に対して、限界判定手段は送信通信路に影響を及ぼす雑音の電力レベルの σ^2 の値を計算に取り込んでいる。また、実施例においては、スレシヨルドは 5σ から 6σ の範囲の値を有する。あるいは、簡単化されて、スレシヨルドは固定値であっても良い。

【0019】好都合にも、スレシヨルドの計算に対して、限界判定手段はまた、送信通信路のパルス応答の評価を計算に取り込んでいる。

【0020】好ましくは、限界判定手段はウィンドイング手段の上位に位置せしめられるが、下位であっても良い。

【0021】好都合には、受信されたサンプルの変換は、送信されるシンボルあたり M 個の基準要素に等しい形態の変換であり、前記時間ウィンドの乗算が $(N-M)$ 個のゼロの列と M 個の変換された基準要素の加算によって簡単に達成される。

【0022】本発明はまた、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態のデジタル信号を、コヒレント復調するための方法であって、前記復調方法はフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する段階を備え、前記評価する段階は、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を行う段階と、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウィンド (f_0) との乗算を行う段階と、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を行う段階と、を備え、前記評価する段階は、さらに、前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う段階を備え、あるスレシヨルド以下のサンプルを規則正しく除去する、復調方法に関する。

【0023】補足的な方法において、本発明は、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成され

る形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送される N 個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のデジタル信号を、放送するための方法であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記放送方法に判明しており、前記放送方法が前記搬送波を送信する手段を備え、有効な情報要素を搬送する搬送波に使用される電力レベルより大きい電力レベルで前記基準要素を搬送する搬送波を選択的に搬送波に割り当てる、放送方法を提供する。

【0024】事実、本発明の目的は、送信通信路に発生する雑音に関する基準要素の判別を容易にすることである。ゆえに、このことは受信するときにスレシヨルドを設定することによってなされるばかりでなく、基準要素の電力を増加させることによって送信するときにもなされる。これらの2つの手段は明白に独立しているが、好ましくは、それらは同時に実行される。

【0025】

【実施例】以下でさらに詳しく記述される実施例の異なった側面は、移動する受信機に向けて放送されるデジタルの音声を受信することに関する。しかしながら、本発明による高いビットレートでのデジタル信号をコヒレントに復調するための装置の原理は、データ要素が時間あるいは周波数領域で多重化されたデジタル・データの形態で放送されるデータ要素が基準要素を含んでいれば、すべての形態の受信機に適用することができることは明白である。この装置は、仏国特許第 FR 90 01491 号 (1991年1月31日出願の米国特許第 USSN07/648,899 号に対応する) に記載された方法によって送信される信号を受信することに適用されるが、その信号に限定されるものではない。

【0026】デジタル音声を放送する応用での1つの目的は、例えば、1ステレオ放送番組当たり圧縮後のビットレートが250kbps程度の周波数帯域幅8MHzでの16ステレオ放送番組を送信することが考えられる。これは明らかにCOFDM放送方法の例である。この方法によれば、送信される信号は、直交する N 個の搬送波が多重化されて形成される変調シンボルの列によって構成される。搬送波の数 N は数個 (例えば、 $N=8$) から数千個 (例えば、 $N=2048$) までの非常に大きい範囲で選択することができる。ここで、1組の搬送波の周波数を $\{f_k\}$ とすると、

$$f_k = k/t_0, \quad k=0 \sim N-1$$

要素信号 $\Psi_{j,k}(t)$ (ここで、 $k=0 \sim N-1$, $j=-\infty \sim +\infty$) の基底は、

$$\Psi_{j,k}(t) = g_k(t - jT_s)$$

ここで、 $0 \leq t \leq T_s$ のとき $g_k(t) = e^{2\pi i p_k t}$ ($p_k = 1/t_0$)

それ以外のとき $g_k(t) = 0$

と定義することができる。

【0027】さらに、送信されるデータ信号を表す、有限のアルファベットでその値を表現する1組の複素数 *

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{2i\pi f_k t} \left(\sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \right) \right\} \quad \text{【数1】}$$

【0028】通信路の周波数選択度の種々の問題を解決するために、シンボル内干渉 (inter-symbol jamming) を吸収するための間隔 Δ (例えば、 $\Delta = t_s/4$) の保護間隔 (guard interval) が各信号 $\Psi_{j,k}(t)$ の前に挿入される。 t_s はこれ以降信号の間隔を表す有効な信号 $T_s = t_s + \Delta$ の間隔を表わし、 Δ は保護間隔の間隔を表す。したがって、送信信号は関係式、

$$\Psi_{j,k}(t) = g_k(t - jT_s)$$

ここで、

$$-\Delta \leq t < t_s \text{ のとき } g_k(t) = e^{2i\pi f_k t}$$

それ以外のとき $g_k(t) = 0$

で定義される。通信路は関係式、

$$Y_{j,k} = H_{j,k} \cdot C_{j,k} + N_{j,k}$$

ここで、 $H_{j,k}$ は周波数 f_k の jT_s 時点での通信路の応答、 $N_{j,k}$ は複素数のガウス雑音、 $Y_{j,k}$ は各時点 j での各搬送波 k で受信される COFDM 信号の写像 (projection) 後に得られるシンボル、でモデル化される。

【0029】コヒレントな復調を可能とするために、コヒレントな復調器に用いられる搬送波復調装置 (carrier recovery device) は通信路の応答の評価を提供することができ、すべての時点 j のすべての周波数 k に対して、

$$H_{j,k} = \rho_{j,k} \cdot e^{j\phi_{j,k}} \quad (\phi = \phi)$$

ここで、 $\rho_{j,k}$ は通信路の応答の振幅、 $\phi_{j,k}$ は通信路の応答の位相、である。

【0030】それを実現する有利な方法は、位相そして (あるいは) 振幅の基準パイロット周波数として時間周波数領域に注意深くそして同等に配置されたある搬送波を用いることである。これは、送信される信号の2次元的な性質によって COFDM 装置では実際に可能である。このことは、これらの基準を挿入したことに対応するある時点でのある周波数に対する $H_{j,k}$ の値の評価を得ることを可能とする。したがって、すべての時点 jT_s でのすべての周波数 f_k に対する通信路 $H_{j,k}$ の応答の評価は補間濾波 (interpolation filtration) によって得ることができる。このディジタルの濾波は、入力信号のたたみこみ (convolution) の結果と濾波器のパル

$$\hat{H}(k) = \sum_{\nu=0}^{N-1} H'(\nu) \cdot F(k-\nu)$$

ここで、 $\nu = n \cdot R$ であれば $H'(\nu) = H(\nu)$

$\nu = n \cdot R$ でなければ $H'(\nu) = 0$

$F(k-\nu)$ は補間の低域濾波器の係数

N 個の評価された標本である

* $\{C_{j,k}\}$ を考えると、COFDM 信号は次の式で表される。

【数1】

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{2i\pi f_k t} \left(\sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \right) \right\}$$

スの応答の結果とによる標準の方法によってなされる。それぞれの出力の値はそれによってその隣り合う値に重みを付けた和に置き換えられる。

【0031】この濾波演算を実現するもう1つの有利な方法は、たたみこみの結果のフーリエ変換が変換の結果に等しいことによる特性を用いたものである。この演算は、直接の (それぞれ逆の) フーリエ変換 (DFT (direct Fourier transform)) と、補間される信号のウインドイング (windowing (weighting (重み付け))) と、逆の (それぞれ直接の) フーリエ変換 (DFT) と、を必要とする。

【0032】本発明は、さらに詳しくは、この第2番目の方法に関する。事実、DFT の1つの大切な特性はたたみこみの結果の変換が変換の結果に等しいことである。したがって、この方法による実行されるべき演算の数は、等価な出力を得るために有限のパルス応答濾波による方法で必要とされる演算の数より少ないことがわかる。のみならず、DFT を計算するための手段はすでに存在するので、本方法はわずかな復号器の変更だけでよい。

【0033】 R 個の搬送波毎に1つの基準搬送波の割合 (好都合に、 R は2の冪数である。例えば、 R は4~64の範囲から選択される。) で基準搬送波を挿入することは、受信機が、通信路の副サンプリング (sub-sample d) される周波数応答の雑音を含む評価を得ることを可能とし、 $\nu = n \cdot R$ に対して、

【数2】

$$\bar{H}(\nu)$$

ここで、 n は $0 \cdots (N-1)/R$ であり、 $R-1$ は2つの基準間の搬送波の数、で表される。したがって、有限のパルス応答濾波器によって、

【数3】

$$\bar{H}(\nu)$$

の濾波された出力信号に対応する次のたたみこみの結果を決定する必要がある。

【数4】

【数5】

$$\hat{H}(k)$$

【数 6】

$$\hat{H}(\nu)$$

の重みを付けた和によって得られる。 $H'(\nu)$ (周波数領域での通信路の応答) と $F(\nu)$ (周波数領域での濾波器の応答) の N 個の要素列を与えると、それぞれの逆フーリエ変換は $h'(n)$ と $f(n)$ であり、巡回たたみこみ【数 4】の変換は次のように書くことができる。

【数 7】

$$\hat{h} = h' (n) \cdot f (n)$$

ここで、

【数 8】

$$\hat{h} (n)$$

は $H(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1}

$h'(n)$ は $H'(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1}

$f(n)$ は $F(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1}

したがって、補間のこの方法は次の 3 つの連続する演算を必要とする。 $\cdot H'(k)$ と $F(k)$ の値から $h'(n)$ と $f(n)$ の値を得るための逆 DFT (周波数領域から時間領域への遷移) と、 $\cdot h'(n)$ に $f(n)$ を掛けた結果と、

【数 9】

$$\hat{h} (n)$$

から

$$\bar{H}_k (\bar{H}_0, \bar{H}_r, \bar{H}_{2r}, \dots, \bar{H}_{n-r})$$

の抽出と、

30 【数 1 4】

$$\bar{H}_0, 0, \dots, 0, \bar{H}_r, 0, \dots, 0, \bar{H}_{n-r}$$

の列に応じた N 個の要素を得るために、これらの基準の間に $(N - N/R)$ 個のゼロ仮想要素の挿入とを行う。 N 個の要素の逆変換 1 4 は、通信路の周波数応答の副サンプリング

【数 1 5】

$$\bar{H}_k$$

ここで、指標は N の剰余に基づく。

【0 0 3 5】図 2 A および図 2 B はそれぞれ、通信路 $h(n)$ (すべての搬送波が基準搬送波であると仮定した場合に対応する) と通信路 $h'(n)$ (通信路の周波数応答の副サンプリングに対応する。すなわち、 R 個の搬送波毎に 1 つの基準搬送波を用いたことに対応する) とのパルス応答の評価の 2 つの例を示す。図 2 B において、基準要素の間にゼロ仮想要素を挿入したことがパルス応答の反復を残す結果となったことがよくわかる。図 2 A のそれに対応する評価 5 2 を得るために、つまり、部分 5 2

【数 1 0】

$$\hat{H}(k)$$

を得るための直接 DFT (時間領域から周波数領域への遷移)。 DFT 演算を容易に実行するために、 N は 2 の冪数 (例えば、 $N=512$) を選択することが望ましい。

【0 0 3 4】図 1 は、このような、通信路の応答を評価する手段を実現する復調器のダイアグラムを示す。受信されてサンプリングされる信号 y_n は、周波数領域で次のサンプルを生成する直接フーリエ変換 (DFT) によって、一般的な方法で復調される。 $Y_k = H_k \cdot C_k + N_k$ ここで、 k は 0 から $N-1$ で変化する。最終的なサンプル

【数 1 1】

$$\hat{C}_k$$

は、モジュール 1 2 において、通信路の周波数応答の評価

【数 1 2】

$$\hat{H}_k$$

での値 Y_k の写像によって得られる。この周波数応答の評価は次のようにして得られる。モジュール 1 3 は、すべてのサンプル Y_k の基準要素に対応する $M = N/R$ 個のサンプル

【数 1 3】

※の時間領域での補間に対応する値 h'_n の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 1 4 の後に得られる h'_n の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※

$$h'(n) = h(n) + h(n+N/R) + h(n+(2N/R)) + \dots + h(n+(R-1)N/R)$$

を除去するために、時間領域のウインドイング演算を行う必要がある。異なるエコーの広がり $\Delta\tau_{\max}$ が次の式を満足すれば、そして満足するだけで、通信路のパルス応答の評価 $h'(n)$ は重複を示さないことがわかる。

$$\Delta\tau_{\max} \leq NT/R = t_s/R \quad \text{ここで、} T \text{ はサンプリング間隔}$$

このことは、信号のサンプリングに対する通常のシャノンの基準に対応しており、したがって、そのフーリエ変換が非対称である複素数の信号のような特定の場面に適用される。ゆえに、次の式で定義される重みづけウイン

11

ド $f(n)$ 15を適用することが必要である。

$f(n) = 1$ ここで、 n は $0, \dots, (N/R-1)$

$f(n) = 0$ ここで、 n は $N/R, \dots, N-1$

ウインド15によって与えられる N 個のサンプルは、周波数領域での通信路の応答の評価

【数16】

$$\hat{H}_k$$

を与える N 個の点での離散フーリエ変換 (discrete Fourier transform) 16によって変換される。

【0036】もう1つの方法では、抽出モジュール13によって抽出されるサンプル

【数17】

$$\overline{H}_k$$

の間にゼロサンプルを挿入しないことが可能である。この場合、モジュール14は N/R 点でのみ逆フーリエ変換を実行する。この第2の方法は、より少ない数の演算しか必要としない利点を有する。さらにこの場合、ウインドイング15は、 $N-N/R$ 個のゼロサンプルの列と N/R 個の項 h'_n の加算に対応する。DFTを実行する前の矩形の時間的なウインドの信号 h'_n への適用は周波数領域における信号の完全なサンプリング（もしシャノンの条件に合致すれば）と解釈されるであろう。このようにして、 N/R から N まで補足的なゼロサンプルでそれを考えて、記録の期間を増加させることによって、より繊細なスペクトルによる分析が得られる。

【0037】本実施例によれば、この第2の方法を採用することによって演算の数を限定するか、あるいは、ここで示された第1の方法の実行において標準的なDFT形式を使用するかは選択可能である。最後に、DFT $^{-1}$ 変換とDFT変換の順序を逆にすることができることは明白である。モジュール14が直接変換を実行し、モジュール16が逆変換を実行することも可能である。

【0038】図3は、実際に得られた通信路のパルス応答の評価の例である。これにより、漸次小さくなっている N/R 個の複素数値の表を得る。この表は、中央に置かれた複素数のガウス雑音が付加された M 個の別個の線分を有する。したがって、この通信路の応答の評価は高い雑音を含み、このことは補間の品質を低下させる。通信路の応答が完全に評価されるとき、理論的な復調に関するコヒレント復調に対する利得は理論的には3dBであるが、実際には、0.5dBの範囲である。

【0039】本発明の本質的な特徴によれば、通信路のパルス応答は雑音の影響を制限するように処理される。このため、モジュール17が提供され、この応答を限界判定(threshold)する。このモジュールはあるスレシ

12

ョルド以下でのサンプル毎の規則的な除去を提供する。以下で詳細に述べられるように、このスレシヨルドは固定的なものであってもよいし、あるいは適応するものであ

【0040】限界判定は、好都合にも、とりわけ上述の第2の方法の場合にウインドイング演算の前に行われる。事実、処理されるべきサンプルがより少ない。しかしながら、それはまた、ウインドイングの演算と直接変換の演算の間でなされる。この方法は、COFDMの形態の信号で特に良く機能する。事実、有益な情報は比較的減少した数の線分に分布されている。ゆえに、その高い部分はスレシヨルドより大きく、そして保持される。対照してみると、雑音の本質的な部分は除去される。好都合にも、いろんなスレシヨルドが選択され、とりわけ雑音のレベルの関数として選択される。

【0041】図4は、本発明の実施例によるこのようなスレシヨルド判定手段のブロック構成図を示す。限界判定演算17は、種々のスレシヨルド32の関数としてサンプル h'_n に基づいてなされる。計算モジュール33は、評価モジュール34によって与えられる雑音電力の評価 σ^2 を計算に取り込み、スレシヨルドの値を決定する。COFDMの復号器においては、この σ^2 の情報はすでに利用されていることに注意しなければならない。ゆえに、本発明の装置はいかなる目立った処理手段も要求されないが、その手段がDFTの計算のためのあるいは σ^2 の評価のためのいずれのものであろうと、各復号器に存在するその手段と情報要素を活用するのである。この評価は、例えば、1988年11月18日に出願の仏国特許第FR 88 15216号(1989年11月20日に出願の米国特許第07/439,275号に対応)に記載された、シンボル周期の間の信号が存在しないときを利用して雑音のスペクトルによる分析を実行する方法によって得ることができる。

【0042】以下に記述される実施例では、最適のスレシヨルドは 5σ と 6σ の間であることが観測されている。ここで σ は雑音の標準偏差である。スレシヨルド計算モジュール33はまた、通信路のパルス応答の評価を計算に取り入れることができ、特に、意義のある線分の数の評価を取り入れる。事実、より多くの線分が存在すれば、電力の分布もより大きい。この情報要素はパルス応答の評価のためにモジュール35によって与えられる。繰り返すと、モジュール35は、COFDMの復号器にすでに存在しており、同期をとるために使用されている。限界判定モジュール17は、例えば、コンパレータかあるいはバイアス回路であってよい。

【0043】他の多くの構成が簡単に実行されるであろう。したがって、上述された手段に決定モジュールを付加することもでき、スレシヨルドがある基準値を超えたときのみ限界判定演算を実行することができる。”限界

10

20

30

40

50

の σ (critical σ)”の約5倍のつまり σ_s に等しい調整できない固定的なスレシヨルドを選択することもできる。この場合、 σ_s は、例えば、約 10^{-4} のBER(2進誤り率: binary error rate)に対応する雑音電力レベルの特性を表す。

【0044】ここで、図5を参照して、本発明による装置によって得られる数値的な結果を記述する。この例では、COFDM変調技術が使用される。多重化の搬送波の数 N は512である。それぞれが $T_s = 80\mu s$ の長さのシンボルは有効な間隔 $t_s = 64\mu s$ を有する。それぞれの搬送波は4相で位相変調される。R個の搬送波毎に1つの基準が使用されれば、通信路の応答での情報は、 $\Delta t_{max} < t_s / R$ であるかぎり維持されることが知られている。ここで、 Δt_{max} は通信路のパルス応答の最大の広がりである。このパルス応答は次の式を有する指数関数分布によってモデル化される。

$$P(t) = (1/t_0) e^{-t/t_0} \quad \text{ただし、} t \geq 0$$

ここで、 t_0 は遅延の平均と標準偏差

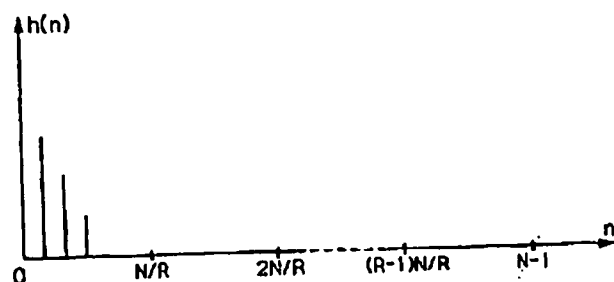
【0045】

【発明の効果】図5は、遅延 t_0 の標準偏差が $1\mu s$ に等しい場合の3つの形態の復調を比較している。

- ・ 微分復調・・・41
- ・ 4搬送波毎に1つの基準でコヒレント復調・・・42
- ・ 8搬送波毎に1つの基準でコヒレント復調・・・43

これらの曲線は搬送波の挿入による電力効率($10\log 1/R$)での損失を計算に入れている(曲線は N での有効ビット当たりのエネルギーで表す)。微分復調と比較すると、本発明の装置によって1.6dB($R=4$ のとき)から2dB($R=8$ のとき)の範囲の利得を得ることがわかる。換言すると、補間の前の通信路のパルス応答の評価での雑音を処理することが、通信路の完全な評価によるコヒレント復調で得られる曲線での約1dBの利得の結果を達成することを可能とするのである。本発明による装置は、さらにまた、各搬送波の群の状態の数が増加するときにも期待されることは明らかである。本発明は放送の改善された方法を提案するほかに、さらに、コヒレン

【図2A】



トな復調を容易にすることを可能とする。基準要素を雑音から明確に区別する必要性は十分理解されている。この結論を得るために使用されるもう1つの方法は、送信するときに、情報を運ぶ搬送波に対して基準搬送波の電力を増加させることである。基準搬送波の数 $M=N/R$ は全体の数 N と比較して少ないので、システムの電力効率の入力時の減衰はわずかである。例えば、これらの基準搬送波は他の搬送波に比較して1.2~2倍の電力の電力レベルを有しても良い。本質的に、本発明による放送の方法と復調装置は、復調することの品質のさらなる改善が同時に実現されであろう。それらはまた、個々に使用されることもできるのである。

【0046】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による、フーリエ変換とサンプルの限界判定の演算を行う、コヒレント復調装置の限界判定手段のブロック図。

【図2A】すべての搬送波が基準搬送波と仮定したときの通信路のパルス応答の理論上の評価の例。

【図2B】R個の搬送波毎に1つの基準搬送波を挿入した場合の通信路のパルス応答の理論上の評価の例。

【図3】本発明の限界判定手段を実行しない装置の場合に実際に得られた通信路のパルス応答の評価の例。

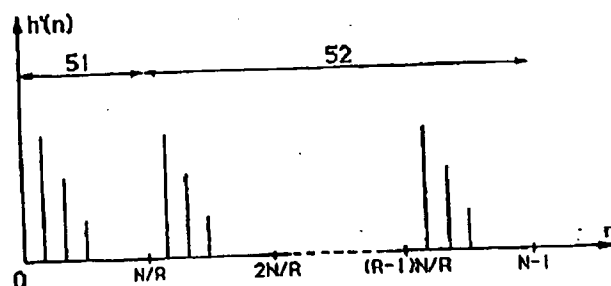
【図4】スレシヨルドが雑音レベルと送信通信路のパルス応答に依存する場合の図1に示されるような装置のスレシヨルド設定手段のブロック図。

【図5】微分復調の場合と、コヒレント復調で4個の搬送波毎に1つの基準要素を挿入した場合と、コヒレント復調で8個の搬送波毎に1つの基準要素を挿入した場合との結果の比較。

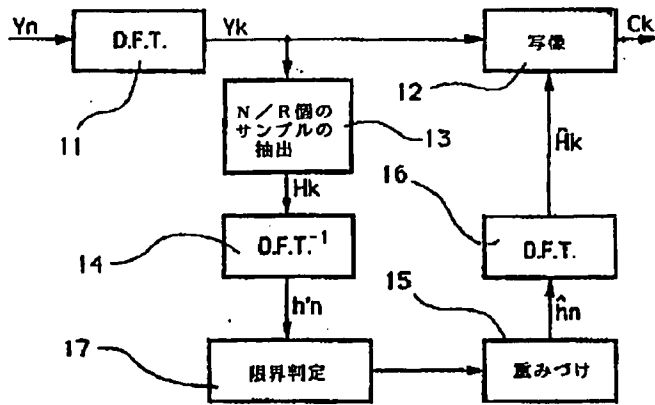
【符号の説明】

- 11、16 DFT
- 14 DFT⁻¹
- 12 写像
- 13 N/R個のサンプルの抽出
- 15 重みづけ
- 17 限界判定

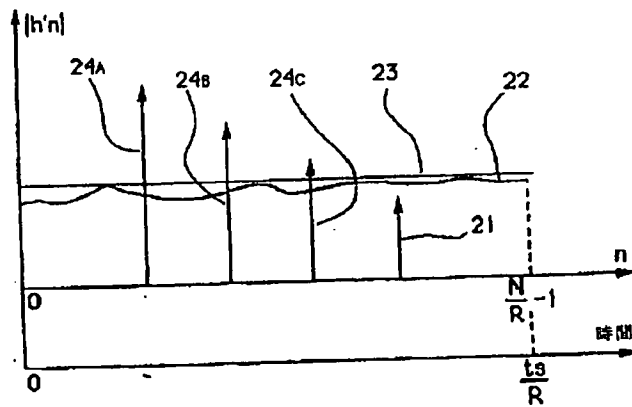
【図2B】



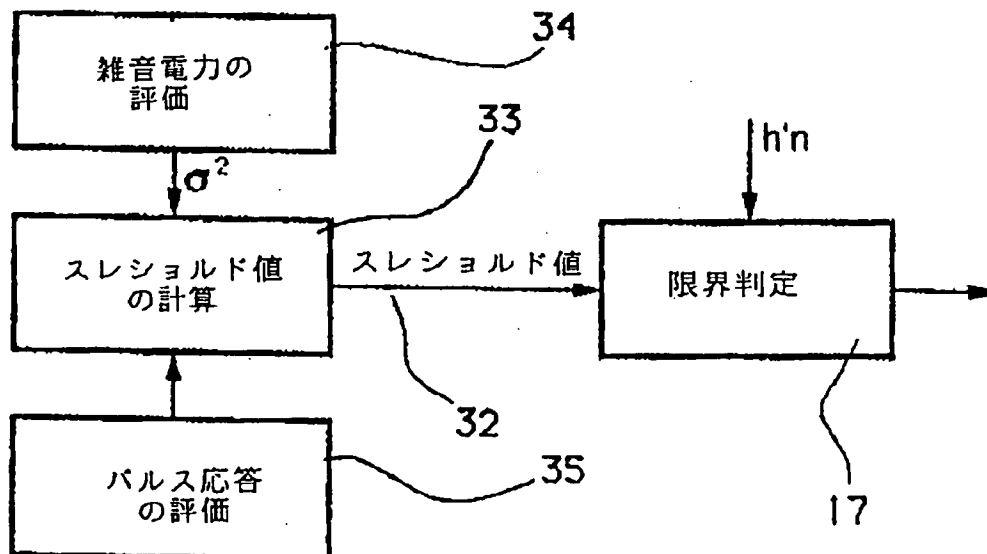
【図1】



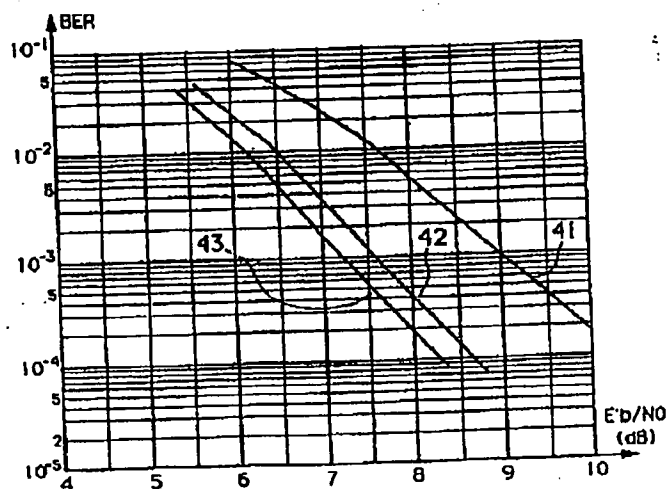
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(71)出願人 592042314

テレディフュージョン ドウ フランス
TELEDIFFUSION DE FR
ANCE
フランス国, 92542 モントロー セデ
ビービー 518, ルー バルベ 21-27番
地

(72)発明者 ダミアン カステレ

フランス国, 35000 レネ, スクワ
ール アラン フェルジエン 17番地, レ
ジデンス シェジイ (アベベテ 102)

(72)発明者 ジャン-フランソワ エラル

フランス国, 35700 レネ, リュ シ
ヤルル デマンジエ 5番地

(72)発明者 ベルナール レ フロス

フランス国, 35000 レネ, リュ デ
ラ モネ 22番地

(72)発明者 ジャン-クリストフ ロール

フランス国, 35700 レネ, リュ ジ
ヤン ギュイエン 36番地

TRANSMITTER

Patent Number: JP7099522
Publication date: 1995-04-11
Inventor(s): OSHIMA MITSUAKI
Applicant(s): MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
Requested Patent: ☐ JP7099522
Application Number: JP19930261611 19930924
Priority Number(s):
IPC Classification: H04L27/34; H04B1/66; H04B14/04
EC Classification:
Equivalents: JP3111776B2

Abstract

PURPOSE: To provide a transmission reception system in which much more information is sent by the same frequency band as that of a conventional system by solving a problem that a transmission information quantity cannot be increased when a frequency band is limited in the transmitter sending a digital signal.

CONSTITUTION: A modulator 4 of a transmitter 1 implementing m-ary QAM modulation allocates n-ary data of a 1st data string to a signal point group resulting from grouping signal points of n-ary 1st data string, p-ary 2nd and 3rd data strings on a signal space diagram to obtain a modified m-ary QAM modulation signal, which is sent from the transmitter 1. When a demodulator 25 of a 1st receiver 23 demodulates the n-ary 1st data string, a 2nd receiver 33 the 1st and 2nd data strings, and 3rd receiver 43 demodulates the 1st, 2nd and 3rd data strings to receive the m-ary modified multi-value modulation wave, the transmitter is obtained in which even the receiver having only n-ary demodulation capability (n

Data supplied from the esp@cenet database - 12

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-99522

(43)公開日 平成7年(1995)4月11日

(51)Int. Cl.[°] 識別記号 庁内整理番号 FI 技術表示箇所
H 0 4 L 27/34
H 0 4 B 1/66 4101-5 K
14/04 Z 4101-5 K
9297-5 K H 0 4 L 27/00 E

審査請求 未請求 請求項の数10 FI (全123頁)

(21)出願番号 特願平5-261611

(22)出願日 平成5年(1993)9月24日

(31)優先権主張番号 特願平4-256070

(32)優先日 平4(1992)9月25日

(33)優先権主張国 日本 (JP)

(31)優先権主張番号 特願平5-66461

(32)優先日 平5(1993)3月25日

(33)優先権主張国 日本 (JP)

(31)優先権主張番号 特願平5-132984

(32)優先日 平5(1993)5月10日

(33)優先権主張国 日本 (JP)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 大嶋 光昭

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

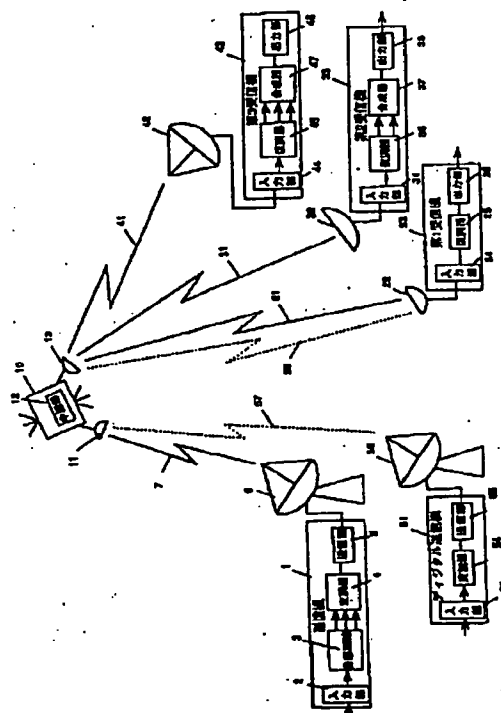
(74)代理人 弁理士 小鍛治 明 (外2名)

(54)【発明の名称】伝送装置

(57)【要約】

【目的】 デジタル信号を伝送する伝送装置において周波数帯が制限されている場合に伝送情報量を増大できないことを解決し同一周波数帯でより多くの情報を伝送する送受信システムを提供することを目的とする。

【構成】 送信機1ではm値のQAM変調を行なう変調器4によりn値の第1データ列と、p値の第2データ列と第3データ列を信号スペースダイアグラム上の信号点をグループ化した信号点群に第1データ列のn値のデータを割りあてて変形m値のQAM変調信号を送信する。第1受信機23では復調器25によりn値の第1データ列を第2受信機33では第1データ列と第2データ列を第3受信機43では第1データ列、第2データ列、第3データ列を復調することにより、m値の変形多値変調波を受信した場合 $n < m$ なるn値の復調能力しかない受信機でもn値の第1データ列のデータを復調する伝送装置が得られる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上に $m \geq 4$ なる m 値の少なくとも極座標 (r, θ) で表現される信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う伝送装置において、上記入力信号として n 値の第1データ列と、第2データ列を入力し、上記 n ケの信号点を n 個の信号点群に分割し、上記信号点群を各々第1データ列の n 値のデータに割りあて、上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあてて、トレリス符号化して変調し送信する送信機により送信信号を送り、上記送信信号を受信する手段と受信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム図上で、少なくとも極座標 (r, θ) で表現できる P 値の信号点の多値の変調信号を復調する復調器と、出力部を有する受信装置において、上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第1データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列を対応させて復調し、第1データ列と第2データ列のデータを復調再生する受信装置を用いてデータの送受信を行う伝送装置。

【請求項2】 信号点を極座標の半径 r 方向にシフトしてグループ化し、第1データ列もしくは第2データ列データを符号化することを特徴とする請求項1記載の伝送装置。

【請求項3】 信号点を極座標の角度 θ 方向に市婦としてグループ化し、信号点群として、第1データ列もしくは第2データ列のデータを符号化することを特徴とする請求項1記載の伝送装置。

【請求項4】 互いに直交した複数の搬送波を用いて複数のサブチャンネルのデータを伝送するOFDM方式の伝送装置において、時間軸上でシンボル送信タイムスロットの前に設けられた無信号のガード時間スロットの長さを各サブチャンネル毎に変えられたことを特徴とする伝送装置。

【請求項5】 複数のサブチャンネルによりTV信号を高域成分と低域成分に分離して送信し、低域成分を含むサブチャンネルのガード時間スロットを高域成分を含むサブチャンネルのガード時間スロットより長くしたことを特徴とする請求項4記載の伝送装置。

【請求項6】 互いに直交した複数の搬送波を用いて複数のサブチャンネルのデータを伝送するOFDM方式の伝送装置において、時間軸上でシンボル送信タイムスロットの前に設けられた無信号のガード時間スロットをもつとともに、各サブチャンネルの上記シンボル送信タイムスロット巾の上記搬送波の間隔を変えたことを特徴とする伝送装置。

【請求項7】 複数のサブチャンネルによりTV信号を高域成分と低域成分に分離して送信し、低域成分を含むサブチャンネルの搬送波間隔を高域成分を含む搬送波間

隔より長くしたことを特徴とする請求項4記載の伝送装置。

【請求項8】 互いに直交した複数の搬送波を用いて複数のサブチャンネルのデータを伝送するOFDM方式の伝送装置において、各サブチャンネルの上記搬送波の送信電力を変えたことを特徴とする伝送装置。

【請求項9】 信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上に $m \geq 4$ なる m 値の少なくとも極座標 (r, θ) で表現される信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う伝送装置において、上記入力信号として n 値の第1データ列と、第2データ列を入力し、上記 n ケの信号点を n 個の信号点群に分割し、上記信号点群を各々第1データ列の n 値のデータに割りあて、上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあてて、トレリス符号化して変調し送信する送信機により送信信号を送り、上記送信信号を受信する手段と受信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム図上で、少なくとも極座標 (r, θ) で表現できる P 値の信号点の多値の変調信号を復調する復調器と、出力部を有する受信装置において、上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第1データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列を対応させて復調し、第1データ列と第2データ列のデータを復調するとともに復調信号の一部もしくは全部をtrellisデコーダにより複号再生する受信装置を用いてデータの送受信を行う伝送装置。

【請求項10】 信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上に $m \geq 4$ なる m 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う伝送装置において、上記入力信号として n 値の第1データ列と、第2データ列を入力し、上記 n ケの信号点を n 個の信号点群に分割し、上記信号点群を各々第1データ列の n 値のデータに割りあて、上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあてて、トレリス符号化して変調し送信する送信機により送信信号を送り、上記送信信号を受信する手段と受信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム図上で、 P 値の信号点のQAM等の多値の変調信号を復調する復調器と、出力部を有する受信装置において、上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第1データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列を対応させて復調し、第1データ列と第2データ列のデータを復調することを特徴とする伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は搬送波を変調することに

よりデジタル信号を送送する伝送装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタル伝送装置は様々な分野での利用が進んでいる。とりわけデジタル映像伝送技術の進展はめざましい。

【0003】中でもデジタルTVの伝送方式が最近注目されつつある。現在デジタルTV伝送装置は放送局間の中継用として一部実用化されているにすぎない。しかし、近い将来、地上放送と衛星放送への展開が予定され 10 各国で検討が進められている。

【0004】高度化する消費者の要望に応えるため、HDTV放送、PCM音楽放送や情報提供放送やFAX放送等の放送サービスの内容の質と量を今後向上させる必要がある。この場合TV放送の限られた周波数帯域の中で情報量を増大させる必要がある。この帯域で伝送できる情報伝送量はその時代の技術的限界に応じて増大する。このため理想的には時代に応じて受信システムを変更し、情報伝送量を拡張できることが望ましい。

【0005】しかし放送の視点からみた場合、公共性が 20 重要であり長期間に至る全ての視聴者の既得権の確保が重要となる。新しい放送サービスを始める場合、既存の受信機もしくは受像機でそのサービスを楽しむことができる必要条件である。過去と現在、そして現在と将来の新旧の放送サービスの間の受信機もしくは受像機の互換性、放送の両立性が最も重要であるといえる。

【0006】今後登場する新しい伝送規格、例えばデジタルTV放送規格には将来の社会の要求と技術進歩に対応できる情報量の拡張性と、既存の受信機器との間の互換性と両立性が求められている。

【0007】ここで、これまでに提案されているTV放送の伝送方式を拡張性と両立性の観点から述べる。

【0008】まずデジタルTVの衛星放送方式としてNTSC-TV信号を約6Mbpsに圧縮した信号を4値PSK変調を用いTDM方式で多重化し1つのトランスポンダーで4~20チャンネルNTSCのTV番組もしくは1チャンネルのHDTVを放送する方式が提案されている。またHDTVの地上放送方式として1チャンネルのHDTV映像信号を15Mbps程度のデータに圧縮し、16もしくは32QAM変調方式を用い地上放送 40 を行う方式が検討されている。

【0009】まず衛星放送方式においては現在提案されている放送方式は、単純に従来の伝送方式で放送するため1チャンネルのHDTVの番組放送に数チャンネル分のNTSCの周波数帯域を使用する。このため、HDTV番組の放送時間帯には数チャンネルのNTSC番組が受信放送できないという問題点があった。NTSCとHDTVの放送との間の受信機、受像機の互換性、両立性がなかったといえる。また将来の技術進歩に伴い必要となる情報伝送量の拡張性も全く考慮されていなかったと 50

いえる。

【0010】次に現在検討されている従来方式のHDTVの地上放送方式はHDTV信号を16QAMや32QAMといった従来の変調方式でそのまま放送しているにすぎない。既存のアナログ放送の場合、放送サービスエリア内においてもビルかけや低地や隣接するTV局の妨害を受けるような受信状態が悪い地域が必ず存在する。このような地域においては、既存のアナログ放送の場合画質が劣化するものの、映像は再生できTV番組は視聴できた。しかし、従来のデジタルTV放送方式では、このような地域においては全く映像が再生できず、TV番組を全く視聴できないという重大な問題があった。これは、デジタルTV放送の本質的な課題を含むものでデジタルTV放送の普及に致命的となりかねない問題であった。これは従来のQAM等の変調方式の信号点の位置か等間隔に配置されていることに起因する。信号点の配置を変更もしくは変調する方式は従来なかった。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上記従来の問題点を解決するもので、特に衛星放送におけるNTSC放送とHDTV放送の両立性、また地上放送におけるサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させる伝送装置を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の伝送装置は、信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上にm値の信号点を発生させる変調部と変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う送信装置と上記送信信号の入力部と、極座標系(r, θ)で表現できるベクトル図上でP値の信号点の変形PSKもしくは変形APSK変調波を復調する復調部と出力部を有する受信装置の2つの構成を有している。

【0013】

【作用】この構成によって入力信号としてn値のデータをもつ第1データ列と第2データ列を入力させ、送信装置の変調器によりベクトル図上にm値の信号点をもつ変形m値のQAM方式の変調波を作る。このm値の信号点をn組の信号点群に分割しこの信号点群を第1データ列のnケの各データに割りあて、この信号点群の中のm/nケの信号点もしくは副信号点群に第2データ列の各データを割りあてトレリス符号化して変調し送信装置により送信信号を送出する。場合によっては第3データも送出できる。

【0014】次に、 $p > m$ なるp値の復調器を持つ受信装置においては上記送信信号を受信し信号スペースダイアグラム上のp点の信号点に対して、まずp点の信号点をn組の信号点群に分割し、第1データ列の信号を復調再生する。次に該当する信号点群の中のp/n点の信号点 50 にp/n値の第2データ列を対応させて復調し第1デ

ータと第2データを復調再生する。この時、第1データ列もしくは／かつ第2データ列をトレリス符号化する。 $p=n$ の受信機においては n 群の信号点群を再生し、各々に n 値を対応させ第1データ列のみを復調再生する。

【0015】以上の動作により送信装置からの同一信号を受信した場合、大型アンテナと多値の復調能力をもつ受信機では第1データ列と第2データ列を復調できる。同時に小型アンテナと少値の復調能力をもつ受信機では第1データ列の受信ができる。こうして両立性のある伝送システムを構築することができる。この場合第1データ列をNTSCまたはHDTVの低域成分等の低域TV信号に、第2データ列をHDTVの高域成分等の高域TV信号に割りあてることにより、同一電波に対して少値の復調能力をもつ受信機ではNTSC信号、多値の復調能力をもつ受信機ではHDTV信号を受信できる。このことによりNTSCとHDTVの両立性のあるデジタル放送が可能となる。

【0016】

【実施例】

(実施例1) 以下本発明の一実施例について、図面を参照しながら説明する。

【0017】図1は本発明による伝送装置のシステム全体図を示す。入力部2と分離回路部3と変調器4と送信部5をもつ送信機1は複数の多重化された入力信号を分離回路3により第1データ列、 D_1 、と第2データ列、 D_2 、と第3データ列、 D_3 、に分離し変調器4により、変調信号として送信部5より出力し、アンテナ6により、この変調信号は伝送路7により人工衛星10に送られる。この信号は人工衛星10においてはアンテナ11で受信され、中継器12により増幅され、アンテナ13により再び地球へ送信される。

【0018】送信電波は、伝送経路21、31、41により第1受信機23、第2受信機33、第3受信機43に送られる。まず、第1受信機23ではアンテナ22を介して入力部24より入力し、復調器25により第1データ列のみが復調され、出力部26より出力される。この場合第2データ列、第3データ列の復調能力はもたない。

【0019】第2受信機33では、アンテナ32を介して入力部34より出力した信号は復調機35により第1データ列と第2データ列が復調され、合成器37により一つのデータ列に合成され、出力部36より出力される。

【0020】第3受信機43ではアンテナ42からの入力は入力部44に入り復調器45により第1データ列、第2データ列、第3データ列の3つのデータ列が復調され合成器47により一つのデータ群となり出力部46より出力される。

【0021】以上のように同じ送信機1からの同一の周波数帯の電波を受けても、上述の3つの受信機の復調器

の性能の違いにより受信可能な情報量が異なる。この特長により一つの電波帯で性能の異なる受信機に対してその性能に応じた両立性のある3つの情報を同時に伝送することが可能となる。例えば同一番組のNTSCとHDTVと超解像度型HDTVの3つのデジタルTV信号を伝送する場合、スーパーHDTV信号を低域成分、高域差成分、超高域差成分に分離し、各々を第1データ列、第2データ列、第3データ群に対応させれば、1チャンネルの周波数帯で両立性のある中解像度、高解像度、超高解像度の3種のデジタルTV信号を同時に放送できる。

【0022】この場合、小型アンテナを用いた少値復調の受信機ではNTSC-TV信号を、中型アンテナを用いた中値復調可能な受信機ではHDTV信号を、大型アンテナを用いた多値復調可能な受信機では超高解像度型HDTVを受信できる。図1をさらに説明するとNTSCのデジタルTV放送を行うデジタル送信機51は入力部52より第1データ群と同様のデータのみを入力し、変調器54により変調し、送信機55とアンテナ56により伝送路57により衛星10に送り伝送路58により地球へ再び送信される。

【0023】第1受信機23では、デジタル送信機1からの受信信号を復調器24により、第1データ列に相当するデータを復調する。同様にして、第2受信機33と第3受信機43は、第1データ列と同じ内容のデータ群を復調する。つまり3つの受信機は、デジタル一般TV放送等のデジタル放送も受信できる。

【0024】では、各部の説明をする。図2は送信機1のブロック図である。

【0025】入力信号は入力部2に入り、分離回路3で第1データ列信号と第2データ列信号と第3データ列信号の3つのデジタル信号に分離される。

【0026】例えば映像信号が入力された場合、映像信号の低域成分を第1データ列信号、映像信号の高域成分を第2データ列信号、映像信号の超高域成分を第3データ列信号に割り当てることが考えられる。分離された3つの信号は、変調器4の内部の変調入力部61に入力される。ここでは外部信号に基づき信号点の位置を変調もしくは変更する信号点位置変調／変更回路67があり外部信号に応じて信号点の位置を変調もしくは変更する。変調器4の中では直交した2つの搬送波の各々に振幅変調を行い、多値のQAM信号を得る。変調入力部61からの信号は第1AM変調器62と第2AM変調器63に送られる。 $\cos(2\pi f_c t)$ なる搬送波発生器64からの搬送波のうち一つは第1AM変調器62によりAM変調され、合成器65に送られ、もう一つの搬送波は $\pi/2$ 移相器66に送られ 90° 移相されて、 $\sin(2\pi f_c t)$ の状態第2AM変調器63に送られ、多値の振幅変調を受けた後、合成器65で、第2AM変調波と合成され、送信部5により送信信号として出力される。この方式そ

のものは従来より一般的に実施されているため詳しい動作の説明は省略する。

【0027】図3の16値の一般的なQAMの信号スペースダイアグラムの第1象限を用い動作を説明する。変調器4で発生する全ての信号は、直交した2つの搬送波 $A\cos 2\pi f_c t$ のベクトル81と $B\sin 2\pi f_c t$ のベクトル82の2つのベクトルの合成ベクトルで表現できる。0点からの合成ベクトルの先端を信号点と定義すると、16値QAMの場合 a_1, a_2, a_3, a_4 の4値の振幅値と b_1, b_2, b_3, b_4 の4値の振幅値の組み合わせにより合計16ケの信号点が設定できる。図3の第1象限では信号点83の C_{11} 、信号点84の C_{12} 、信号点85の C_{22} 、信号点86の C_{21} の4つの信号が存在する。

【0028】 C_{11} はベクトル $0-a_1$ とベクトル $0-b_1$ の合成ベクトルであり、 $C_{11} = a_1 \cos 2\pi f_c t - b_1 \sin 2\pi f_c t = A \cos(2\pi f_c t + d\pi/2)$ となる。

【0029】ここで図3の直交座標上における $0-a_1$ 間の距離を A_1 、 a_1-a_2 間を A_2 、 $0-b_1$ 間を B_1 、 b_1-b_2 間を B_2 と定義し、図上に示す。

【0030】図4の全体ベクトル図に示すように、合計16ケの信号点が存在する。このため各点を4ビットの情報に対応させることにより、4ビットの情報伝送が1周期つまり1タイムスロット中に可能となる。

【0031】図5に2進法で各点を表現した場合のその一般的な割り付け例を示す。当然、各信号点間の距離が離れている程、受信機の方で区別し易い。従って、一般的には各信号点間の距離を、できるだけ離すような配置にする。もし、特定の信号点間の距離を近付けた場合、受信機ではその2点間の識別が困難となり、エラーレートが悪くなる。従って一般的には図5のように等間隔の配置にするのが望ましいといわれている。従って16QAMの場合 $A_1 = A_2/2$ なる信号点の配置が一般的に実施されている。

【0032】さて、本発明の送信機1の場合、まず、データを第1データ列と第2データ列場合により第3データ列に分割する。そして図6に示すように、16ケの信号点もしくは信号点群を4つの信号点群に分割し、第1データ列の4つのデータをまず、各々の信号点群に割り当てる。つまり第1データ列が11の場合第1データ象限の第1信号点群91の4つの信号点のうちのいずれか一つを送信し、01の場合は第2象限の第2信号点群92、00の場合、第3象限の第3信号点群93、10の場合第4象限の第4信号点群94、の中の各々4つの信号点の中から一つの信号点を第2データ列の値に応じて選択して送信する。次に16QAMの場合第2データ列の2ビット、4値のデータ、64値QAMの場合4ビット、16値のデータを91、92、93、94の各分割信号点群の中の4つの信号点もしくは副信号点群に図7のように割り当てる。どの象限も対象配置となる。信号点の91、92、93、94への割り当ては第1デー

タ群の2ビットデータにより優先的に決められる。こうして第1データ列の2ビットと第2データ列の2ビットは全く独立して送信できる。そして第1データ列は受信機のアンテナ感度が一定値以上あれば4PSK受信機でも復調できる。アンテナにさらに高い感度があれば本発明の変形16QAM受信機で第1データ群と第2データ群の双方が復調できる。

【0033】ここで図8に、第1データ列の2ビットと第2データ列の2ビットの割り当て例を示す。

【0034】この場合、HDTV信号を低域成分と高域成分に分け第1データ列に低域映像信号を割り当て、第2データ列に高域映像信号を割り当てることにより、4PSKの受信システムでは第1データ列のNTSC相当の映像を、16QAM又は、64QAMの受信システムでは第1データ列と第2データ列の双方が再生でき、これらを加算して、HDTVの映像を得ることができる。

【0035】ただ図9のように信号点間距離を等距離にした場合、4PSK受信機からみて第1象限に斜線で示した部分との間のスレシホールド距離がある。スレシホールド距離を A_{70} とすると4PSKを送るだけなら A_{70} の振幅でよい。しかし A_{70} を維持しながら16QAMを送ろうとすると $3A_{70}$ つまり3倍の振幅が必要である。つまり、4PSKを送信する場合に比べて、9倍のエネルギーを必要とする。何も配慮をしないで4PSKの信号点を16QAMモードで送ることは電力利用効率が悪い。また搬送波の再生も難しくなる。衛星伝送の場合使用できる電力は制約される。このような電力利用効率の悪いシステムは、衛星の送信電力が増大するまで現実的でない。将来デジタルTV放送が開始されると4PSKの受信機が大量に出回ることが予想されている。一旦普及した後はこれらの受信感度を上げることは受信機の両立性の問題が発生するため不可能といえる。従って、4PSKモードの送信電力は減らせない。このため16QAMモードで疑似4PSKの信号点を送る場合、送信電力を従来の16QAMより下げる方式が必要となることが予想される。そうしないと限られた衛星の電力では送信できなくなる。

【0036】本発明の特徴は図10のように図番91～94の4つの分割信号点群の距離を離すことにより、疑似4PSK型16QAM変調の送信電力を下げるができる点にある。

【0037】ここで受信感度と送信出力との関係を明らかにするために図1に戻りデジタル送信機51と第1受信機23の受信方式について述べる。

【0038】まず、デジタル送信機51と第1受信機23は一般的な伝送装置で、データ伝送もしくは放送を含む映像伝送を行っている。図7に示すようにデジタル送信機51は4PSK送信機であり、の図2で説明した多値QAMの送信機1からAM変調機能を除いたものである。入力信号は入力部52を介して変調器54に入力さ

れる。変調器54では変調入力部121により、入力信号を2つの信号に分けて基準搬送波を位相変調する第1-2相位変調回路122と基準搬送波と90°位相が異なる搬送波を変調する第2-2相位変調回路123に送り、これらの位相変調波は合成器65で合成され、送信部55により送信される。

【0039】この時の変調信号スペースダイアグラムを図18に示す。4つの信号点を設定し、電力利用効率を上げるために一般的には信号点間距離は等間隔にするのが常識となっている。一つの例として、信号点125を(11)、信号点126を(01)、信号点127を(00)、信号点128を(10)と定義した場合を示す。この場合4PSKの第1受信機23が満足なデータを受信するためにはデジタル送信機51の出力に一定以上の振幅値が要求される。図18で説明すると第1受信機23がデジタル送信機51の信号を4PSKで受信するのに最低必要な送信信号の最低振幅値つまり $0-a_1$ 間の距離を A_{ro} と定義すると送信限界の最低振幅 A_{ro} 以上で送信すれば、第1受信機23が受信可能となる。

【0040】次に第1受信機23について述べる。第1受信機23は送信機1からの送信信号もしくはデジタル送信機51からの4PSKの送信信号を衛星10の中継器12を介して、小型のアンテナ22で受信し、復調器24により受信信号を4PSK信号とみなして復調する。第1受信機23は本来、デジタル送信機51の4PSKまたは2PSKの信号を受信し、デジタルTV放送やデータ送信等の信号を受信するように設計されている。

【0041】図19は第1受信機の構成ブロック図で衛星12からの電波をアンテナ22で受信した、この信号は入力部24より入力した後、搬送波再生回路131と $\pi/2$ 移相器132により搬送波と直交搬送波が再生され、各々第1位相検出回路133と第2位相検出回路134により、直交している成分が各々独立して検波され、タイミング波抽出回路135によりタイムスロット別に各々独立して識別され、第1識別再生回路136と第2識別再生回路137により2つの独立した復調信号は第1データ列再生部232により第1データ列に復調され、出力部26により出力される。

【0042】ここで受信信号を図20のベクトル図を用いて説明する。デジタル送信機51の4PSKの送信電波に基づき第1受信機23で受信され信号は、もし伝送歪みやノイズが全くない理想的な条件では図20の151~154の4つの信号点で表せる。

【0043】しかし、実際は伝送路中のノイズと伝送系の振幅歪みや位相歪みの影響を受け受信された信号点は信号点の周囲のある一定の範囲に分布する。信号点から離れると隣の信号点と判別できなくなるためエラーレートが次第に増え、ある設定範囲を越えるとデータを復元できなくなる。最悪条件の場合でも設定されたエラーレ

ート以内で復調するためには隣接信号点間距離をとればよい。この距離を $2A_{ro}$ と定義する。4PSKの限界受信入力の時信号点151が図20の $|0-a_{r1}| \geq A_{ro}$ 、 $|0-b_{r1}| \geq A_{ro}$ の斜線で示す第1弁別領域155に入るように伝送システムを設定すれば、後は搬送波が再生できれば復調できる。アンテナ22の設定した最低の半径値を r_0 とすると、送信出力をある一定以上にすれば全てのシステムで受信できる。図18における送信信号の振幅は第1受信機23の4PSK最低受信振幅値、 A_{ro} になるようにに設定する。この送信最低振幅値を A_{ro} と定義する。このことによりアンテナ22の半径が r_0 以上なら受信条件が最悪であっても第1受信機23はデジタル送信機51の信号を復調できる。本発明の変形16QAM、64QAMを受信する場合第1受信機23は搬送波を再生することが、困難となる。このため図25(a)のように送信機1が $(\pi/4 + n\pi/2)$ の角度上の位置に8つの信号点を配置し送信すれば、4通倍方式により搬送波を再生できる。又、図25(b)のように $n\pi/8$ の角度の延長線上に16ケの信号点を配置すれば搬送波再生回路131に16通倍方式の搬送波再生方式を採用することにより信号点が縮退し疑似4PSK型16QAM変調信号の搬送波を容易に再生できる。この場合 $A_1/(A_1+A_2) = \tan(\pi/8)$ となるように送信機1の信号点を設定し送信すればよい。ここでQPSK信号を受信する場合を考えてみる。図2の送信機の信号点位置変調/変更回路67のように信号点位置は(図18)のQPSK信号の信号点位置をAM等の変調を重畳することもできる。この場合第1受信機23の信号点位置復調部138は信号点の位置変調信号もしくは位置変更信号をPM, AM等の復調する。そして送信信号から第1データ列と復調信号を出力する。

【0044】次に送信機1に戻り図9のベクトル図を用いてここで送信機1の16PSKの送信信号を説明すると図9のように信号点83の水平ベクトル方向の振幅 A_1 を図18のデジタル送信機51の4PSK最低送信出力 A_{ro} より大きくする。すると、図9の第1象限の信号点83、84、85、86の信号は斜線で示す第14PSK受信可能領域87に入る。これらの信号を第1受信機23で受信した場合、この4つの信号点は図20の受信ベクトル図の第1弁別領域に入る。従って、第1受信機23は図9の信号点83、84、85、86のいずれを受信しても図20の信号点151と判断し、(11)なるデータをこのタイムスロットに復調する。このデータは図8に示したように、送信機1の第1分割信号点群91の(11)、つまり第1データ列の(11)である。第2象限、第3象限、第4象限の場合も同様にして第1データ列は復調される。つまり、第1受信機23は16QAMもしくは32QAMもしくは64QAMの送信機1からの変調信号の複数のデータ列のうち、第1デ

一タ列の2 bitのデータのみを復調することになる。この場合は第2データ列や第3データ列の信号は全て第1～第4の分割信号点群91に包含されるため第1データ列の信号の復調には影響を与えない。しかし搬送波の再生には影響を与えるので後で述べるような対策が必要である。

【0045】もし、衛星の中継器の出力に限界がないなら図9のような従来の信号点等距離方式の一般の16～64 QAMで実現できる。しかし、前述のように地上伝送と違い、衛星伝送では衛星の重量が増えると打ち上げコストが大幅に増大する。従って本体の中継器の出力限界と太陽電池の電力の限界から送信出力は制約されている。この状態はロケットの打ち上げコストが技術革新により安くない限り当分続く。送信出力は通信衛星の場合20W、放送衛星でも100W～200W程度である。従って、図9のような信号点等距離方式の16 QAMで4 PSKを伝送しようとした場合16 QAMの振幅は $2A_1=A_2$ であるから $3A_{ro}$ 必要となり電力で表現すると9倍必要となる。両立性をもたせるために4 PSKの9倍の電力が必要である。かつ4 PSKの第1受信機も小型のアンテナで受信可能にしようすると、現在、計画されている衛星ではこれだけの出力を得ることは難しい。例えば40Wのシステムでは360W必要となり経済的に実現できなくなる。

【0046】ここで、考えてみると確かに全ての受信機が同じ大きさのアンテナの場合、同じ送信電力なら等距離信号点方式外地番効率が良い。しかし大きさの異なるアンテナの受信機群とを組合わせたシステムを考えてみると新たな伝送方式が構成できる。

【0047】これを具体的に述べると4 PSKは小型のアンテナを用いた簡単に低コストの受信システムで受信させ受信者数を増やす。次に16 QAMは中型アンテナを用いた高性能であるが高コストの多値復調受信システムで受信させ投資に見合ったHDTV等の高付加価値サービスを行い特定の受信者に対象を限定すればシステムとして成立する。こうすれば送信出力を若干増加させるだけで4 PSKと16 QAM、場合により64 DMAを階層的に送信することができる。

【0048】例えば図10のように $A_1=A_2$ となるように信号点間隔をとることにより、全送信出力を下げる
40
ことができる。この場合4 PSKを送信するための振幅 $A(4)$ はベクトル95で表現でき、 $2A_1^2$ の平方根となる。全体の振幅 $A(16)$ はベクトル96で表現でき $(A_1+A_2)^2+(B_1+B_2)^2$ の平方根となる。

【0049】

$$|A(4)|^2 = A_1^2 + B_1^2 = A_{ro}^2 + A_{ro}^2 = 2A_{ro}^2$$

$$|A(16)|^2 = (A_1+A_2)^2 + (B_1+B_2)^2 = 4A_{ro}^2 + 4A_{ro}^2 = 8A_{ro}^2$$

$$|A(16)|/|A(4)| = 2$$

つまり、4 PSKを送信する場合の2倍の振幅、4倍の

送信エネルギーで送信できる。等距離信号点で伝送する一般的な受信機では変形16値QAMの復調はできないが A_1 と A_2 の2つの閾値を予め設定することにより第2受信機33で受信できる。図10の場合、第1分割信号点群91の中の信号点の最短距離は A_1 であり、4 PSKの信号点間距離 $2A_1$ と比べると $A_2/2A_1$ なる。 $A_1=A_2$ より1/2の信号点間距離となり、同じエラーレートを得ようすると2倍の振幅の受信感度、エネルギーでは4倍の受信感度が必要となる。4倍の受信感度を得るには、第2受信機33のアンテナ32の半径 r_2 を第1受信機23のアンテナ22の半径 r_1 に比べて2倍すなわち $r_2=2r_1$ にすればよい。例えば第1受信機23のアンテナが直径30cmなら第2受信機33のアンテナ直径を60cmにすれば実現できる。このことにより第2データ列の復調により、これをHDTVの高域成分に割り当てればHDTV等の新たなサービスが同一チャンネルで可能となる。サービス内容が倍増することから受信者はアンテナと受信機の投資に見合った分のサービスを受けることができる。従って第2受信機33はその分高コストでもよい。ここで、4 PSKのモード受信のために最低送信電力が決まっているため、図10の A_1 と A_2 の比率により4 PSKの送信電力に対する変形16 APSKの送信電力比 n_{10} と第2受信機33のアンテナ半径 r_2 が決定する。

【0050】この最適化を計るため計算してみると、4 PSKの最低必要な送信エネルギーは $\{(A_1+A_2)/A_1\}^2$ 倍これを n_{10} と定義すると、変形16値QAMで受信するときの信号点間距離は A_2 、4 PSKで受信するときの信号点間距離は $2A_1$ 、信号点間距離の比率は $A_2/2A_1$ 、であるから受信アンテナの半径を r_2 とすると図11のような関係となる。曲線101は送信エネルギー倍率 n_{10} と第2受信機23のアンテナ22の半径 r_2 の関係を表す。

【0051】点102は等距離信号点の場合の16 QAMを送信する場合で、前述のとおり9倍の送信エネルギーを必要とし実用的ではない。図11から n_{10} を5倍以上増やしても第2受信機23のアンテナ半径 r_2 はさほど小さくならないことがグラフからわかる。

【0052】衛星の場合、送信電力は限定されており、一定値以上はとれない。このことから n_{16} は5倍以下が望ましいことが明らかになる。この領域を図11の領域103の斜線で示す。例えばこの領域内なら例えば点104は送信エネルギー4倍で第2受信機23のアンテナ半径 r_2 は2倍になる。また、点105は送信エネルギーが2倍で r_2 は約5倍になる。これらは、実用化可能な範囲にある。

【0053】 n_{10} が5より小さいことを A_1 と A_2 で表現すると

$$n_{10} = ((A_1+A_2)/A_1)^2 \leq 5$$

$$A_2 \leq 1.23 A_1$$

図10から分割信号点群間の距離を $2A(4)$ 、最大振幅を $2A(16)$ とすると、 $A(4)$ と $A(16)-A(4)$ は A_1 と A_2 に比例する

従って

$$\{A(16)\}^2 \leq 5\{A(14)\}^2 \text{とすればよい}$$

次に変形の64APSK変調を用いた例を示す。第3受信機43は、64値QAM復調ができる。

【0054】図12のベクトル図は図10のベクトル図の分割信号点群を4値から16値に増加させた場合である。図12の第1分割信号点群91の中には信号点170を始めとして $4 \times 4 = 16$ 値の信号点が等間隔に配置されている。この場合、4PSKとの両用性をもたせるため送信振幅の $A_1 \geq A_{T0}$ に設定しなければならない。第3受信機43のアンテナの半径を r_3 として、送信、出力信号 $n64$ と定義した場合の r_3 の値を、同様にし

$$r_3^2 = \{6^2 / (n-1)\} r_1^2$$

となり、図13 64値QAMの半径 r_3 —出力倍数 n のようなグラフとなる。

【0055】ただし、図12のような配置では第2受信機33で受信した場合4PSKの2bitしか復調できないので第1、第2、第3の3つの両立性を成立させるには、第2受信機33に変形64値QAM変調波から変形16値QAMを復調する機能をもたせることが望ましい。

【0056】図14のように3階層の信号点のグルーピングを行うことにより3つの受信機の両立性が成立する。第1象限だけで説明すると、第1分割信号点群91は第1データ列の2bitの(11)を割りあてたことは述べた。

【0057】次に、第1副分割信号点群181には第2データ列の2bitの(11)を割りあてる。第2副分割信号点群182には(01)を、第3副分割信号点群183には(00)を第4副分割信号点群184には(10)を割りあてる。このことは図7と等価である。

【0058】図15の第1象限のベクトル図を用いて第3データ列の信号点配置を詳しく説明すると例えば信号点201, 205, 209, 213を(11)、信号点202, 206, 210, 214を(01)、信号点203, 207, 211, 215を(00)、信号点204, 208, 212, 216を(10)とすれば、第3データ列の2bitのデータを第1データ、第2データと独立して、3階層の2bitデータが独立して伝送できる。

【0059】6bitのデータが送るだけでなく本発明の特徴として3つのレベルの性能の異なる受信機で、2bit, 4bit, 6bitの異なる伝送量のデータが伝送できしかも、3つの階層の伝送間の両立性をもたせることができる。

【0060】ここで、3階層伝送時の両立性をもたせる

ために必要な信号点の配置方法を説明する。

【0061】図15にあるように、まず、第1データ列のデータを第1受信機23で受信させるためには、 $A_1 \geq A_{T0}$ であることはすでに述べた。

【0062】次に第2データ列の信号点、例えば図10の信号点91と図15の副分割信号点群の182, 183, 184の信号点と区別できるように信号点間距離を確保する必要がある。

【0063】図15では $2/3 A_2$ だけ離れた場合を示す。この場合第1副分割信号点群181の内部の信号点201, 202の信号点間距離は $A_2/6$ となる。第3受信機43で受信する場合に必要な受信エネルギーを計算する。この場合、アンテナ32の半径を r_3 として、必要な送信エネルギーを4PSK送信エネルギーの n_{64} 倍であると定義すると、

$$r_3^2 = (12 r_1)^2 / (n-1) \text{となる}$$

このグラフは図16の曲線221で表せる。例えば点222, 223の場合4PSK送信エネルギーの6倍の送信エネルギーが得られれば8倍の半径のアンテナで、また9倍の送信エネルギーなら6倍のアンテナで第1、第2、第3のデータ列が復調できることがわかる。この場合、第2データ列の信号点間距離が $2/3 A_2$ と近づくため

$$r_2^2 = (3 r_1)^2 / (n-1) \text{となり}$$

曲線223のように若干第2受信機33のアンテナ32を大きくする必要がある。

【0064】この方法は、現時点のように衛星の送信エネルギーが小さい間は第1データ列と第2データ列を送り、衛星の送信エネルギーが大巾に増加した将来において第1受信機23や第2受信機33の受信データを損なうことなく、また改造することなく第3データ列を送ることができるという両立性と発展性の両面の大きな効果が得られる。

【0065】受信状態を説明するために、まず第2受信機33から述べる。前述の第1受信機23が本来半径 r_1 の小さいアンテナでデジタル送信機51の4PSK変調信号及び送信機1の第1データ列を復調できるように設定してあるのに対し、第2受信機33では送信機1の図10に示した16値の信号点つまり第2データ列の16QAMの2ビットの信号を完全に復調できる。第1データ列と合わせて4bitの信号を復調できる。この場合 A_1, A_2 の比率が送信機により異なる。このデータを図21の復調制御部231で設定し、復調回路に閾値を送る。これによりAM復調が可能となる。

【0066】図21の第2受信機33のブロック図と、図19の第1受信機23のブロック図はほぼ同じ構成である。違う点は、まずアンテナ32がアンテナ22より大きい半径 r_2 をもっている点にある。このため、より信号点間距離の短い信号を弁別できる。次に、復調器35の内部に復調制御部231と、第1データ列再生部2

32と第2データ列再生部233をもつ。第1識別再生回路136は変形16QAMを復調するためAM復調機能をもっている。この場合、各搬送波は4値の値を持ち、零レベルと±各2値の閾値をもつ。本発明の場合、変形16QAM信号のため、図22の信号ベクトル図のように閾値が送信機の送信出力により異なる。従って、 TH_{10} を基準化したスレシホールド値とすると、図22から明らかなように

$$TH_{10} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

となる。

【0067】この A_1 、 A_2 もしくは TH_{10} 及び、多値変調の値 m の復調情報は、送信機1より、第1データ列の中に含めて送信される。また復調制御部231が受信信号を統計処理し復調情報を求める方法もとれる。

【0068】図26を用いてシフトファクター A_1/A_2 の比率を決定していく方法を説明する。 A_1/A_2 を変えると閾値が変わる。受信機側で設定した A_1/A_2 が送信機側で設定した A_1/A_2 の値から離れるに従いエラーは増える。図26の第2データ列再生部233からの復調信号を復調制御回路231にフィードバックしてエラーレートの減る方向にシフトファクター A_1/A_2 を制御することにより第3受信機43はシフトファクターを A_1/A_2 を復調しなくても済むため回路が簡単になる。また送信機は A_1/A_2 を送る必要がなくなり伝送容量が増えるという効果がある。これを第2受信機33に用いることもできる。復調制御回路231はメモリー231aを持つ。TV放送のチャンネル毎に異なるしきい値、つまりシフト比や信号点数や同期ルールを記憶し再びそのチャンネルを受信するとき、この値を呼び出すことにより受信が速く安定するという効果がある。

【0069】この復調情報が不明の場合、第2データ列の復調は困難となる。以下、(図24)のフローチャートを用いて説明する。

【0070】復調情報が得られない場合でもステップ313の4PSKの復調及びステップ301の第1データ列の復調はできる。そこで、ステップ302で第1データ列再生部232で得られる復調情報を復調制御部231に送る。復調制御部231はステップ303で m が4又は2ならステップ313の4PSKもしくは2PSKの復調を行う。NOならステップ304で m が8又は16ならステップ305へ向う。NOの場合はステップ310へ向う。ステップ305では TH_8 と TH_{16} の演算を行う。ステップ306で復調制御部231はAM復調の閾値 TH_{16} を第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、ステップ307、315で変形16QAMの復調と第2データ列の再生がなされる。ステップ308でエラーレートがチェックされ、悪い場合はステップ313に戻り、4PSK復調を行なう。

【0071】またこの場合、図22の信号点85、83は $\cos(\omega t + n\pi/2)$ の角度上にあるが、信号点

84、86はこの角度上にない。従って図21の第2データ列再生部233より搬送波再生回路131へ第2データ列の搬送波送出情報を送り信号点84、86のタイミングの信号からは搬送波を抽出しないように設定してある。

【0072】第2データ列が復調不能な場合を想定して送信機1は第1データ列により搬送波タイミング信号を間欠的に送っている。この信号により第2データ列が復調できなくても、第1データ列のみでも信号点83、

85がわかる。このため、搬送波再生回路131に搬送波送出情報を送ることにより搬送波が再生できる。

【0073】次に送信機1より、図23に示すような変形64QAMの信号が送られてきた場合、図24のフローチャートに戻るとステップ304で m が16でないか判断されステップ310で m が64以下かがチェックされ、ステップ311で等距離信号点方式でない場合、ステップ312に向かう。ここでは変形64QAM時の信号点間距離 TH_{64} を求めると

$$TH_{64} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

であり、 TH_{10} と同じである。しかし、信号点間距離が小さくなる。

【0074】第1副分割信号点群181の中にある信号点間の距離を A_3 とすると、第1副分割信号点群181と第2副分割信号点群182の距離は $(A_2 - 2A_3)$ 、基準化すると $(A_2 - 2A_3) / (A_1 + A_2)$ となる。これを d_{64} と定義すると、 d_{64} が第2受信機33の弁別能力 T_2 以下である場合、弁別できない。この場合、ステップ313で判断し、 d_{64} が許容範囲外であればステップ313の4PSKモードに入る。弁別範囲にある場合はステップ305へ向い、ステップ307の16QAMの復調を行う。ステップ308でエラーレートが大きい場合は、ステップ313の4PSKモードに入る。

【0075】この場合、送信機1が図25(a)に示すような信号点の変形8QAM信号を送信すれば、全ての信号点が $\cos(2\pi f + n \cdot \pi/4)$ の角度上にあるため、4通倍回路により、全ての搬送波が同じ位相に縮退されるため搬送波の再生が簡単になるという効果が生まれる。この場合、配慮をしていない4PSK受信機でも第1データ列の2bitは復調でき、第2受信機33では第2データ列の1b 図25(a)と図25(b)の信号点配置図は極座標方向(r, θ)にシフトした信号点を追加した場合のC-CDMの信号点を示す。さきに述べた直交座標上つまりXY方向に信号点をシフトさせたC-CDMを直交座標系C-CDMと呼び、極座標系つまり r, θ 方向に信号点をシフトさせたC-CDMを極座標系C-CDMを極座標系C-CDMと呼ぶ。

【0076】まず図25(a)の8PS-APSKの信号点配置図は、QPSKの4つの信号点の各々に極座標における半径 r 方向にシフトした信号点をもう1つずつ追加したものである。こうして、図25(a)に示すよ

うにQPSKから8つの信号点をもつ極座標C-CDMのAPSKが実現する。これは極座標上において極(Pole)をシフトさせた信号点を追加したAPSKであることからShifted Pole-APSK略してSP-APSKと呼ぶ。この場合、図139に示すようにシフトファクター S_1 を用いることによりQPSKに追加された信号点85の座標が定義できる。8PS-APSKの信号点は標準のQPSKの極座標 (r_0, θ_0) の信号点83を半径 r 方向に $S_1 r_0$ だけシフトさせた位置の信号点 $((S_1 + 1)r_0, \theta_0)$ を追加したものである。こうしてQPSKと同じ2bitのサブチャンネル1に1bitのサブチャンネル2が追加される。

【0077】また、図140のコンステレーション図に示すように、座標 (r_0, θ_0) 、 $(r_0 + S_1 r_0, \theta_0)$ の8つの信号点に半径 r 方向に $S_2 r_0$ だけシフトさせた信号点を追加することにより新たに $(r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ と $(r_0 + S_1 r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ の1bitの信号点が追加される。これは2種類の配置があるため1bitのサブチャンネルが得られる。これを16PS-APSKと呼び、2bitのサブチャンネル1と1bitのサブチャンネル2と1bitのサブチャンネル3をもつ。16-PS-APSKも $\theta = 1/4 (2n+1)\pi$ 上に信号点があるため図19で説明した通常のQPSK受信機で搬送波が再生できるため第2サブチャンネルは復調できないが2bitの第1サブチャンネルは復調できる。このように極座標方向にシフトするC-CDM方式はPSKとくに現在の衛星放送において主流であるQPSK受信機と互換性を保ちながら伝送情報量を拡張できるという効果がある。このためPSKを使った第一世代の衛星放送の視聴者を失うことなく第2世代のAPSKを使った多値変調の情報量の多い衛星放送へと互換性を保ちながら拡張できる。

【0078】図25(b)の場合の信号点は極座標における角度 $=\pi/8$ の上にある。これは16PSKの信号点の各象限4ケのつまり計16ケの信号点のうち各象限3ケつまり12ケの信号点に限定している。限定することにより、荒く見た場合、この3ケの信号点を一つの信号点とみなし全体で4個のQPSKの信号点とみなすことができる。こうして前述場合と同様にして、QPSK受信機を用いて第1サブチャンネルを再生できる。

【0079】これらの信号点は $\theta = \pi/4$ 、 $\theta = \pi/4 + \pi/8$ 、 $\theta = \pi/4 - \pi/8$ の角度上に配置される。

つまり角度 $\pi/4$ 上にあるQPSKの信号点を極座標の角度方向に $\pm\pi/8$ シフトさせた信号点を追加したものである。 $\theta = \pi/4 \pm \pi/8$ の範囲にあるため、略々 θ PSKの $\theta = \pi/4$ 上の1つの信号点とみなせる。この場合のエラーレートは若干悪くなるが図19に示すQPSKの受信機23により4つの角度上の信号点とは弁別できるため復調でき2bitのデータが再生される。

角度シフトC-CDMの場合、角度が π/n 上にある場

合、搬送波再生回路は、他の実施例と同様に n 通倍回路により、搬送波は再生できる。また π/n 上にない場合は、他の実施例の場合と同様にキャリア情報を一定期間に数ケ送ることにより、搬送波が再生できる。

【0080】また、図141に示すようにQPSK又は8-SP-APSKの信号点間の極座標における角度を $2\theta_0$ 、第1次角度シフトファクターを P_1 とすると信号点を2つに分割し角度 θ 方向に $\pm P_1 \theta_0$ だけシフトさせることにより、QPSKの場合 $(r_0, \theta_0 + P_1 \theta_0)$ と $(r_0, \theta_0 - P_1 \theta_0)$ の2つの信号点に分割され信号点の数が倍になる。こうして1bitのサブチャンネル3が追加される。これを $P = P_1$ の8-SP-PSKと呼ぶ。図142に示すようにこの8-SP-PSKの信号点を半径 r 方向に $S_1 r_0$ だけシフトさせた信号点を加えたものを16-SP-APSK(P, S_1 型)と呼ぶ。位相が同じである8PS-PSKによりサブチャンネル1、2が再生できる。さて、ここで図25(b)に戻る。極座標系の角度シフトを用いたC-CDMは図141のようにPSKに適用できるため、第一世代の衛星放送にも用いることができる。しかし、第2世代のAPSKの衛星放送に用いた場合、図142に示すように極座標系C-CDMはグループ内の信号点の間隔を均一にとることができない。従って電力利用効率が悪い。一方直交座標時のC-CDMはPSKとの互換性がよくない。

【0081】ず25(b)の方式は直交座標系と極座標系の双方に互換性をもつ。信号点を16PSKの角度上に配置しているので、16PSKにより復調できるとともに、信号点をグルーピングしてあるためQPSK受信機でも復調できる。また直交座標上にも配置してあるため16-SRQAMでも復調できる。QPSK、16PSK、16-SRQAMの3つの間の極座標系と直交座標系C-CDM間の互換性を実現しながら拡張できるという大きな効果がある方式である。itが再生でき、合計3bit再生できる。

【0082】次に第3受信機43について述べる。図26は第3受信機43のブロック図で、図21の第2受信機33とほぼ同じ構成となる。違う点は第3データ列再生部234が追加されていることと識別再生回路に8値の識別能力があることにある。アンテナ42の半径 r_2 が r_1 よりさらに大きくなるため、より信号点間距離の近い信号、例えば32値QAMや64値QAMも復調できる。このため、64値QAMを復調するため、第1識別再生回路136は検信号波に対し、8値のレベルを弁別する必要がある。この場合7つの閾値レベルが存在する。このうち1つは0のため1つの象限には3つの閾値が存在する。

【0083】図27の信号スペースダイアグラムに示すように、第1象限では3つの閾値が存在する。

【0084】図27に示すように3つの正規化された閾

値、 $TH1_{..}$ と $TH2_{..}$ と $TH3_{..}$ が存在する。

【0085】

$$TH1_{..} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH2_{..} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH3_{..} = (A_1 + A_2 - A_3 / 2) / (A_1 + A_2)$$

で表わせる。

【0086】この閾値により、位相検波した受信信号をAM復調することにより、図21で説明した第1データ列と第2データ列と同様にして第3データ列のデータが復調される。図23のように第3データ列は例えば第1副分割信号群181の中の4つの信号点201、202、203、204の弁別により、4値つまり2bitとれる。こうして6bitつまり変形64値QAMの復調が可能となる。

【0087】この時の復調制御部231は第1データ列再生部232の第1データ列に含まれる復調情報により、 m 、 A_1 、 A_2 、 A_3 の値がわかるのでその閾値 $TH1_{..}$ と $TH2_{..}$ と $TH3_{..}$ を計算して第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、変形64QAM復調を確実に行うことができる。この場合復調情報にはスクランブルがかかっているの許可された受信者しか64QAMを復調できないようにすることもできる。図28は変形64QAMの復調制御部231のフローチャートを示す。(図24)の16値QAMのフローチャートと違う点のみを説明する。図28のステップ304よりステップ320になり $m=32$ ならステップ322の32値QAMを復調する。N0ならステップ321で $m=64$ か判別し、ステップ323で A_3 が設定値以下から再生できないため、ステップ305に向い、図24と同じフローチャートになり、変形16QAMの復調を行なう。ここでステップ323に戻ると、 A_3 が設定値以上ならステップ324で閾値の計算を行い、ステップ325で第1、第2識別再生回路へ3つの閾値を送りステップ326で変形64QAMの再生を行い、ステップ327で第1、第2、第3データの再生を行い、ステップ328でエラーレートが大きければステップ305に向い16QAM復調をして小さければ64QAM復調を継続する。

【0088】ここで、復調に重要な搬送波再生方式について述べる。本発明は変形16QAMや、変形64QAMの第1データ列を4PSK受信機で再生させるところに特徴の一つがある。この場合、通常の4PSK受信機を用いた場合は搬送波の再生が困難となり正常な復調ができない。これを防止するため送信機側と受信機側でいくつかの対策が必要となる。

【0089】本発明による方法として2通りの方式がある。第1の方式は一定規則に基づき間欠的に $(2n-1)\pi/4$ の角度上の信号点を送る方法である。第2の方式は $n\pi/8$ の角度上に略略、全ての信号点を配置し送信する方法である。

【0090】第一の方法は、図38に示したように4つの角度、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ の角度上にある信号点例えば信号点83、85の信号を送る時、図38の送信信号のタイムチャート図の中のタイムスロット群451のうち斜線で示す間欠的に送られる同期タイムスロット452、453、454、455をある一定の規則に基づき設定する。そして、この期間中に必ず上記角度上の8つの信号点の中のひとつの信号点を送信する。それ以外のタイムスロットでは任意の信号点を送信する。そして送信機1は、このタイムスロットを送る上記の規則を図41に示すデータの同期タイミング情報部499に配置して送信する。

【0091】この場合の送信信号の内容を図41を用いてさらに詳しく説明すると同期タイムスロット452、453、454、455を含むタイムスロット群451は1つの単位データ列491、 D_n を構成する。

【0092】この信号には同期タイミング情報の規則に基づき間欠的に同期タイムスロットが配置されているので、この配置規則がわかれば、同期タイムスロットにある情報を抽出することにより搬送波再生は容易にできる。

【0093】一方データ列492のフレームの先頭部分には、Sで示す同期領域493がありこれは斜線で示す同期タイムスロットだけで構成されている。この構成により上記の搬送波再生用の抽出情報が多くなるので4PSK受信機の搬送波再生が確実にしかも早くできるという効果がある。

【0094】この同期領域493は、S1、S2、S3で示す同期部496、497、498、等を含み、この部分には、同期のためのユニークワードや前述の復調情報が入っている。さらに I_T で示す位相同期信号配置情報部499もあり、この中には、位相同期タイムスロットの配置間隔の情報や配置規則の情報等の情報が入っている。

【0095】位相同期タイムスロットの領域の信号点は特定の位相しかもたないため搬送波は4PSK受信機でも再生できるため、位相同期部配置情報 I_T の内容は確実に再生できるため、この情報入手後は搬送波を確実に再生できる。

【0096】図41の同期領域493の次に復調情報部501があり、変形多値QAM信号を復調するときに必要なスレシホールド電圧に関する復調情報が入っている。この情報は多値QAMの復調に重要なので、図41の同期領域502のように同期領域の中に復調情報502を入れると復調情報の入手がより確実になる。

【0097】図42はTDMA方式によりバースト状の信号を送る場合の信号配置図である。図41との違いはデータ列492、 D_n と他のデータ列との間にガードタイム521が設けられ、この期間中、送信信号は送信されない。またデータ列492の先頭部には同期をとるた

めの同期部522が設けられている。この期間中は前述の $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点しか送信されない。従って4PSKの復調器でも搬送波が再生できる。こうしてTDMA方式でも同期及び搬送波再生が可能となる。

【0098】次に図19の第1受信機23の搬送波再生方式について図43と図44を用いて詳しく述べる。図43において入力した受信信号は入力回路24に入り、同期検波回路541で同期検波された復調信号の1つは出力回路542に送られ出力され、第1データ列が再生される。抽出タイミング制御回路543で図41の位相同期部配置情報部499が再生され、どのタイミングで $(2n-1)\pi/4$ の位相同期部の信号が入ってくるかわかり、図44のような間欠的な位相同期制御信号561が送られる。復調信号は通倍回路545に送られ、4通倍されて搬送波再生制御回路54に送られる。図44の信号562のように真の位相情報563の信号とそれ以外の信号を含む。タイミングチャート564の中の斜線に示すように $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点からなる位相同期タイムスロット452が間欠的に含まれる。これを位相同期制御信号564を用いて搬送波再生制御回路544により、サンプリングすることにより位相標本信号565が得られる。これをサンプリングホールドすることにより、所定の位相信号566が得られる。この信号はループフィルタ546を通り、VCO547に送られ搬送波が再生され、同期検波回路541に送られる。こうして図39の斜線に示すような $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点が抽出される。この信号を基に4通倍方式により正確な搬送波が再生できる。この時、複数の位相が再生されるが図41の同期部496にユニークワードを入れることにより、搬送波の絶対位相を特定できる。

【0099】図40のように変形64QAM信号を送信する場合、略略 $(2n-1)\pi/4$ の位相の斜線で示す位相同期領域471の中の信号点に対してのみ位相同期タイムスロット452、452b等を送信機は送る。このため通常の4PSK受信機では搬送波は再生できないが、4PSKの第1受信機23でも、本発明の搬送波再生回路を装備することにより搬送波が再生できるという効果がある。

【0100】以上はコスタ方式の搬送波再生回路を用いた場合である。次に逆変調方式搬送波再生回路に本発明を用いた場合を説明する。

【0101】図45は本発明の逆変調方式搬送波再生回路を示す。入力回路24からの受信信号は同期検波回路541により、復調信号が再生される。一方、第1遅延回路591により遅延された入力信号は4相位変調器592において上記復調信号により逆復調され搬送波信号となる。搬送波再生制御回路544を通過してきた上記搬送波信号は、位相比較器593に送られる。一方VCO

547からの再生搬送波は第2遅延回路594により、遅延され、位相比較器593で前述の逆変調搬送波信号と位相比較され、位相差信号はループフィルタ546を通してVCO547に供給され、受信搬送波と同位相の搬送波が再生される。この場合、図43のコスタ形搬送波再生回路と同様に、抽出タイミング制御回路543は図39の斜線で示した領域の信号点のみの位相情報をサンプリングさせるので16QAMでも64QAMでも、第1受信機23の4PSKの変調器で搬送波を再生できる。

【0102】次に、16通倍方式により搬送波を再生する方式について述べる。図2の送信機1は、図46に示すように変形16QAMの信号点を $n\pi/8$ の位相に配置して変調および送信を行なう。図19の第1受信機23の方では、図48に示すような16通倍回路661をもつコスタ型の搬送波再生回路を用いることにより、搬送波が再生できる。16通倍回路661により、図46のような $n\pi/8$ の位相の信号点は第1象限に縮退されるためループフィルタ546とVCO541により搬送波が再生できる。ユニークワードを同期領域に配置することにより16相から絶対位相を抽出することもできる。

【0103】次に16通倍回路の構成を説明する。復調信号から和回路662と差回路663により、和信号、差信号を作り、乗算器664で掛け合わせて $\cos 2\theta$ をつくる。また乗算器665では $\sin 2\theta$ をつくる。これらを乗算器666で乗算し、 $\sin 4\theta$ をつくる。

【0104】 $\sin 2\theta$ と $\cos 2\theta$ から、同様に、和回路667差回路668と乗算器670により $\sin 8\theta$ をつくる。和回路671と差回路672と乗算器により $\cos 8\theta$ をつくる。そして乗算器674により $\sin 16\theta$ をつくることにより16通倍ができる。

【0105】以上のような16通倍方式により、図46のような信号点配置をした変形16QAM信号の全ての信号点の搬送波を特定の信号点を抽出することなしに再生できるという大きな効果がある。

【0106】また図47のような配置をした変形64QAM信号の搬送波も再生できるが、いくつかの信号点は同期領域471より若干ずれているので、復調時エラーレートが増えてしまう。

【0107】この対策として2つの方法がある。1つは同期領域をはずれた信号点の信号を送信しないことである。情報量は減るが構成は簡単になるという効果がある。もう1つは図38で説明したように同期タイムスロットを設けることである。タイムスロット群451の中の同期タイムスロットの期間中に斜線で示す $n\pi/8$ の位相の同期位相領域471、471a等の信号点を送ることにより、この期間中に正確に同期をとることができるため位相誤差がすくなくなる。

【0108】以上のようにして16通倍方式により、簡

単な受信機の構成で4PSK受信機により変形16QAMや変形64QAMの信号の搬送波を再生できるという大きな効果がある。また、さらに同期タイムスロットを設定した場合、変形64QAMの搬送波再生時の位相精度を上げるという効果が得られる。

【0109】以上詳しく述べたように本発明の伝送装置を用いることにより、1つの電波帯域で複数のデータを階層構造で同時に伝送することができる。

【0110】この場合に、一つの送信機に対し異なる受信感度と復調能力をもつ3つの階層の受信機を設定することにより、受信機の投資に見合ったデータ量を復調できるという特長がある。まず小さなアンテナと低分解能であるが低コストの第1受信機を購入した人受信者は第1データ列を復調再生できる。次に、中型のアンテナと中分解能の高コストの第2受信機を購入した受信者は第1、第2データ列を再生できる。また、大型のアンテナと高分解能の、かなり高コストの第3受信機を購入した人は第1、第2、第3データ列の全て復調再生できる。

【0111】もし第1受信機を家庭用デジタル衛星放送受信機にすれば多数の一般消費者に受け容れられるような低い価格で受信機を実現できる。第2受信機は当初は大型のアンテナを必要とする上に高コストのため消費者全般には受け容れられるものではないがHDTVを視聴したい人々には多少高くても意味がある。第3受信機は衛星出力が増加するまでの間かなり大型の産業用アンテナが必要で家庭用には現実的でなく産業用途に当初は適している。例えば超高解像HDTV信号を送り、衛星により各地の映画館に伝送すれば、映画館をビデオにより電子化できる。このばあい映画館やビデオシアターの運営コストが安くなるという効果もある。

【0112】以上のように本発明をTV伝送に応用した場合、3つの画質の映像サービスを1つの電波の周波数帯域で提供でき、しかもお互いに両立するという大きな効果がある。実施例では4PSK、変形8QAM、変形16QAM、変形64QAMの例を示したが、32QAMや256QAMでも実現できる。又、8PSKや16PSK、32PSKでも実施できる。また実施例では衛星伝送の例を示したが地上伝送や有線伝送でも同様に実現できることはいうまでもない。

【0113】(実施例2) 実施例2は実施例1で説明した物理階層構造をエラー訂正能力の差別化等により論理的にさらに分割し、論理的な階層構造を追加したものである。実施例1の場合それぞれの階層チャンネルは電気信号レベルつまり物理的な復調能力が異なる。これに対し実施例2ではエラー訂正能力等の論理的な再生能力が異なる。具体的には例えば D_1 の階層チャンネルの中のデータを例えば D_{1-1} と D_{1-2} の2つに分割し、この分割データの1つ例えば D_{1-1} データのエラー訂正能力を D_{1-2} データより高め、エラー訂正能力を差別化することにより、復調再生時に D_{1-1} と D_{1-2} のデータのエラー後調

能力が異なるため、送信信号のC/N値を低くしていった場合、 D_{1-2} が再生できない信号レベルにおいても D_{1-1} は設定したエラーレート内に収まり原信号を再生できる。これは論理的な階層構造ということができる。

【0114】つまり、変調階層チャンネルのデータを分割し、誤り訂正符号と積符号の使用等の誤り訂正の符号間距離の大きさを差別化することにより誤り訂正能力による論理的な階層構造が追加され、さらに細かい階層伝送が可能となる。

10 【0115】これを用いると、 D_1 チャンネルは D_{1-1} 、 D_{1-2} の2つのサブチャンネル、 D_2 チャンネルは D_{2-1} 、 D_{2-2} の2つのサブチャンネルに増える。

【0116】これを入力信号のC/N値と階層チャンネル番号の図87を用いて説明すると、階層チャンネル D_{1-1} は最も低い入力信号で再生できる。このCN値をdとすると、 $CN=d$ の時、 D_{1-1} は再生されるが D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} は再生されない。次に $CN=C$ 以上になると D_{1-2} がさらに再生され、 $CN=b$ の時 D_{2-1} が加わり、 $CN=a$ の時 D_{2-2} が加わる。このようにCNが上がるにつれて、再生可能な階層の総数が増えていく。逆をいうとCNが下がるにつれて、再生可能な階層の総数が減っていく。これを図86の伝送距離と再生可能CN値の図で説明する。一般的に図86実線861に示すように伝送距離が長くなるに従い、受信信号のC/N値は低下する。図85で説明した $CN=a$ となる地点の送信アンテナからの距離を L_a とし、 $CN=b$ では L_b 、 $CN=C$ では L_c 、 $CN=d$ では L_d 、 $CN=e$ では L_e となるとする。送信アンテナより L_d の距離より近い地域は図85で説明したように D_{1-1} チャンネルのみが再生できる。この D_{1-1} の受信可能範囲を斜線の領域862で示す。図から明らかなように D_{1-1} チャンネルが一番広い領域で再生できる。同様にして D_{1-2} チャンネルは送信アンテナより距離 L_c 以内の領域863で再生できる。距離 L_c 以内の範囲では領域862も含まれるため D_{1-1} チャンネルも再生できる。同様にして領域864では D_{2-1} チャンネルが再生でき、領域865では D_{2-2} チャンネルが再生可能となる。このようにして、C/N値の劣化に伴いない伝送チャンネルが段階的に減少する階層型伝送ができる。データ構造を分離して階層構造にし、本発明の階層伝送を用いることにより、アナログ伝送のようにC/Nの劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型の伝送が可能となるという効果がある。

【0117】次に、具体的な構成を述べる。ここでは物理階層2層、論理階層2層の実施例を述べる。図87は送信機1のブロック図である。基本的には実施例1で説明した図2の送信機のブロック図と同じなので詳しい説明は省略するが、エラー訂正符号エンコードが付加されている点異なる。これをECCエンコードと略す。分離回路3は1-1、1-2、2-1、2-2の4つの出力をもち、入力信号を D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} の4つの信号に分離

して出力する。このうち、 D_{1-1} 、 D_{1-2} 信号は第1 ECCエンコーダ871aに入力され、各々、主ECCエンコーダ872aと副ECCエンコーダ873aに送られ、誤り訂正の符号化がなされる。

【0118】ここで主ECCエンコーダ872aは副ECCエンコーダ873aよりも強力なエラー訂正能力をもっている。このため、図85のCN-階層チャンネルのグラフで説明したように、復調再生時、 D_{1-1} チャンネルは D_{1-2} チャンネルより低いC/N値においても D_{1-1} は基準エラーレート以下で再生できる。 D_{1-1} は D_{1-2} よりC/Nの低下に強い論理的な階層構造となっている。誤り訂正された D_{1-1} 、 D_{1-2} 信号は合成器874aで D_1 信号に合成され、変調器4に入力される。一方、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号は第2 ECCエンコーダ871bの中の各々主エンコーダ872bと副ECCエンコーダ873bにより誤り訂正符号化され合成器874bにより D_2 信号に合成され、変調器4により入力される。主ECCエンコーダ872bは副ECCエンコーダ873bよりエラー訂正能力が高い。この場合、変調器4は D_1 信号、 D_2 信号より階層型の変調信号を作り、送信部5より送信される。以上のように図87の送信機1はまず実施例1で説明した変調による D_1 、 D_2 の2層の物理階層構造をもっている。この説明は既に述べた。次に、エラー訂正能力の差別化により D_{1-1} と D_{1-2} 又は D_{2-1} 、 D_{2-2} の各々2層の論理的階層構造をもっている。

【0119】次にこの信号を受信する状態を説明する。図88は受信機のブロック図である。図87の送信機の送信信号を受信した第2受信機33の基本構成は、実施例1の図21で説明した第2受信機33とほぼ同じ構成である。ECCデコーダ876a、876bを追加した点が異なる。この場合、QAM変復調の例を示すが、ASKもしくはPSK、FSK変復調でもよい。

【0120】さて、図88において、受信された信号は復調器35により D_1 、 D_2 信号として再生され分離器3a、3bにより、各々 D_{1-1} と D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} の4つの信号がつくられ、第1 ECCデコーダ876aと第2 ECCデコーダ876bに入力される。第1 ECCデコーダ876aでは、 D_{1-1} 信号が主ECCデコーダ877aにより誤り訂正されて合成部37に送られる。一方、 D_{1-2} 信号は副ECCデコーダ878aにより誤り訂正され合成部37に送られる。同様に第2 ECCデコーダ876bにおいて D_{2-1} 信号は主ECCデコーダ877bにおいて、 D_{2-2} 信号は副ECCデコーダ878bにおいて誤り訂正され、合成部37に入力される。誤り訂正された D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号は合成部37において1つの信号となり出力部36より出力される。

【0121】この場合、論理階層構造により D_{1-1} は D_{1-2} より、また D_{2-1} は D_{2-2} より誤り訂正能力が高いため図85で説明したように、入力信号のC/N値がより

低い状態においても所定の誤り率が得られ、原信号を再生できる。

【0122】具体的に主ECCデコーダ877a、877bと副ECCデコーダ878a、878bの間に誤り訂正能力の差別化を行う方法を述べる。副ECCデコーダにリードソロモン符号やBCH符号のような標準的な符号間距離の符号化方式を用いた場合、主ECCデコーダにリードソロモン符号とリードソロモン符号の両者の積符号や長符号化方式を用いた誤り訂正の符号間距離の大きい符号化方式を用いることにより誤り訂正能力に差をつけることができる。こうして論理的階層構造を実現できる。符号間距離を大きくする方法は様々な方法が知られているため他の方式に関しては省略する。本発明は基本的にはどの方式も適用できる。

【0123】ここで論理的な階層構造を図89のC/Nと誤り訂正後のエラーレートの関係図を用いて説明する。図89において、直線881は D_{1-1} チャンネルのC/Nとエラーレートの関係を示し、直線882は D_{1-2} チャンネルのC/Nと訂正後のエラーレートの関係を示す。

【0124】入力信号のC/N値が小さくなればなる程、訂正後のデータのエラーレートは大きくなる。一定のC/N値以下では誤り訂正後のエラーレートがシステム設計時の基準エラーレート E_{th} 以下に収まらず原データが正常に再生されない。さて、図89において徐々にC/Nを上げてゆくと D_{1-1} 信号の直線881が示すようにC/Nが e 以下の場合 D_1 チャンネルの復調ができない。 $e \leq C/N < d$ の場合 D_1 チャンネルの復調はできるが、 D_{1-1} チャンネルのエラーレートは E_{th} を上回り、原データを正常に再生できない。

【0125】C/N=dの時、 D_{1-1} は誤り訂正能力が D_{1-2} より高いため、誤り訂正後のエラーレートは点885dに示すように E_{th} 以下になり、データを再生できる。一方、 D_{1-2} の誤り訂正能力は D_{1-1} ほど高くないため訂正後のエラーレートが D_{1-1} ほど低くないため訂正後のエラーレートが E_2 と E_{th} を上回るため再生できない。従ってこの場合 D_{1-1} のみが再生できる。

【0126】C/Nが向上してC/N=Cになった時、 D_{1-2} の誤り訂正後のエラーレートが点885cに示すように E_{th} に達するため、再生可能となる。この時点では D_{2-1} 、 D_{2-2} つまり D_2 チャンネルの復調は不確実な状況にある。C/Nの向上に伴い、C/N=b'において D_2 チャンネルが確実に復調できるようになる。

【0127】さらにC/Nが向上しC/N=bになった時点で、 D_{2-1} のエラーレートが点885bに示すように E_{th} まで減少し、 D_{2-1} が再生できるようになる。この時、 D_{2-2} のエラーレートは E_{th} より大きいため再生できない。C/N=aになって点885aに示すように D_{2-2} のエラーレートが E_{th} にまで減少し D_{2-2} チャンネルが再生できるようになる。

【0128】このようにして、誤り訂正能力の差別化を用いることにより物理階層 D_1 、 D_2 チャンネルをさらに2層の論理階層2分割し、計4層の階層伝送ができるという効果が得られる。

【0129】この場合、データ構造を高階層のデータが欠落しても原信号の一部が再生できるような階層構造にし、本発明の階層伝送と組み合わせることにより、アナログ伝送のようにC/Nの劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型伝送が可能となるという効果がある。特に、近年の画像圧縮技術は急速に進歩しているため、画像圧縮データを階層構造とし階層伝送と組み合わせた場合、同一地点間において、アナログ伝送よりはるかに高画質の映像を伝送すると同時に、アナログ伝送のように段階的に受信信号レベルに応じて画質を低くしながら広い地域で受信できる。このように従来のデジタル映像伝送にはなかった階層伝送の効果をデジタルによる高画質を保ちながら得ることができる。

【0130】(実施例3)以下本発明の第3の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0131】図29は実施例3の全体図である。実施例3は本発明の伝送装置をデジタルTV放送システムに用いた例を示し、超高解像度の入力映像402は、第1画像エンコーダー401の入力部403に入力し、分離回路404により、第1データ列と第2データ列と第3データ列に分離され、圧縮回路405により圧縮され出力される。

【0132】他の入力映像406、407、408は各々第1画像エンコーダー401と同様の構成の第2画像エンコーダー409、410、411により圧縮され出力される。

【0133】これらの4組のデータのうち、第1データ列の4組の信号は、多重器412の第1多重器413によりTDM方式等の時間的に多重化されて、第1データ列として、送信機1に送られる。

【0134】第2データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器414により多重化され、第2データ列として送信機1に送られる。また、第3データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器415により多重化され、第3データ列として送信機1に送られる。

【0135】これらを受けて送信機1では3つのデータ列を変調器4により実施例1で述べた変調を行い、送信部5によりアンテナ6と伝送路7により、衛星10に送り中継器12により、第1受信機23等の3種の受信機に送られる。

【0136】第1受信機23では伝送路21により半径 r_1 の小径のアンテナ22で受けて、受信信号の中の第1データ列のみを第1データ列再生部232で再生し、第1画像デコーダー421によりNTSC信号もしくはワイドNTSC信号等の低解像度の映像出力425と426を再生し出力させる。

【0137】第2受信機33では、半径 r_2 の中径のアンテナ32で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233により第1データ列と第2データ列を再生し、第2画像デコーダー422により、HDTV信号等の高解像度の映像出力427もしくは映像出力425、426を再生し出力させる。

【0138】第3受信機43では、半径 r_3 の大径のアンテナ33で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233と第3データ列再生部234により、第1データ列と第2データ列と第3データ列を再生し、ビデオシアターや映画館用の超高解像度HDTV等の超高解像度の映像出力428を出力する。映像出力425、4266、427も出力できる。一般のデジタルTV放送は、デジタル送信機51から放送され、第1受信機23で受信した場合、NTSC等の低解像度の映像出力426として出力される。

【0139】では、次に図30の第1画像エンコーダー401のブロック図に基づき、構成を詳しく述べる。超高解像度の映像信号は入力部403に入力され、分離回路404に送られる。分離回路404ではサブバンドコーディング方式により4つの信号に分離する。QMF等の水平ローパスフィルタ451と水平ハイパスフィルタ452により、水平低域成分と水平高域成分に分離され、サブサンプリング部453、454により、各々の成分はサンプリングレートを半分にした後、水平低域成分は垂直ローパスフィルタ455と垂直ハイパスフィルタ456により、各々水平低域垂直低域信号、略して H_LV_L 信号と水平低域垂直高域信号、略して H_LV_H 信号に分離され、サブサンプリング部457と458により、サンプリングレートを落として圧縮部405に送られる。

【0140】水平高域成分は、垂直ローパスフィルタ459と垂直ハイパスフィルタ460により、水平高域垂直低域信号、略して H_HV_L 信号と、水平高域垂直高域信号、略して H_HV_H 信号に分離され、サブサンプリング部461、462によりサンプリングレートを下げて、圧縮部405に送られる。

【0141】圧縮部405では H_LV_L 信号を第1圧縮部471でDCT等の最適の圧縮を行い第1出力部472より第1データ列として出力する。

【0142】 H_LV_H 信号は第2圧縮部473で圧縮され第2出力部464に送られる。 H_HV_L 信号は第3圧縮部463により圧縮され第2出力部464へ送られる。 H_HV_H 信号は分離回路465により高解像度映像記号(H_HV_H1)と超高解像度映像信号(H_HV_H2)に分けられ、 H_HV_H1 は第2出力部464へ、 H_HV_H2 は第3出力部468へ送られる。

【0143】次に図31を用いて第1画像デコーダー421を説明する。第1画像デコーダー421は第1受信機23からの出力、第1データ列つまり D_1 を入力部5

01に入力しデスクランブル部502によりスクランブルを解いた後伸長部503により、前述の $H_L V_L$ 信号に伸長した後画面比率変更回路504と出力部505により画面比率を変更してNTSC信号の画像506、NTSC信号でストライプ画面の画像507、ワイドTVのフル画面の画像508もしくは、ワイドTVのサイドパネル画面の画像509を出力する。この場合、ノンインタレースもしくはインタレースの2つの走査線のタイプが選べる。走査線もNTSCの場合525本と二重描画による1050本が得られる。また、デジタル送信機51からの4PSKの一般のデジタルTV放送を受信した場合は、第1受信機23と第1画像デコーダ421によりTV画像を復調、再生できる。次に図32の第2画像デコーダのブロック図を用いて第2画像デコーダを説明する。まず第2受信機33からの D_1 信号は第1入力部521より入力し、第1伸長部522で伸長され、オーバーサンプリング部523により2倍のサンプリングレートになり垂直ローパスフィルタ524により、 $H_L V_L$ 信号が再生される。 D_2 信号は第2入力部530より入力し、分離回路531により3つの信号に分離され、第2伸長部532と第3伸長部533と、第3伸長部534により各々伸長及び、デスクランブルされ、オーバーサンプリング部535、536、537により2倍のサンプリングレートとなり、垂直ハイパスフィルタ538、垂直ローパスフィルタ539、垂直ハイパスフィルタ540により送られる。 $H_L V_L$ 信号と $H_L V_H$ 信号は加算器525で加算され、オーバーサンプリング部541と水平ローパスフィルタ542により水平低域映像信号となり、加算器543に送られる。 $H_H V_L$ 信号と $H_H V_H$ 1信号は加算器526により加算され、オーバーサンプリング部544と水平ハイパスフィルタ545により水平高域映像信号になり加算器543によりHDTV等の高解像度映像信号HD信号となり出力部546からHDTV等の画像出力547が出力される。場合によりNTSC信号も出力される。

【0144】図33は第3画像デコーダのブロック図で D_1 信号は第1入力部521から D_2 信号は第2入力部530から入力し高域画像デコーダ527により前述の手順でHD信号が再生される。 D_3 信号は第3入力部551より入力し超高域部画像デコーダ552により伸長、デスクランブル、および合成され $H_H V_H$ 2信号が再生される。この信号はHD信号と合成器553で合成され超高解像度TV信号、S-HD信号となり出力部554より超高解像度映像信号555が出力される。

【0145】次に図29の説明で触れた多重器401の具体的な多重化方法について述べる。図34はデータ配列図であり、第1データ列、 D_1 と第2データ列、 D_2 と第3データ列 D_3 に6つのNTSCチャンネル L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 、 L_5 、 L_6 と6つのHDTVチャンネル $M_1 \sim M_6$ と6つのS-HDTVチャンネル $H_1 \sim$

H_6 をTの期間中に、時間軸上にどう配置するかを描いたものである。図34はまずTの期間に D_1 信号に L_1 から L_6 をTDM方式等で時間多重により配置するものである。 D_1 のドメイン601に第1チャンネルの $H_L V_L$ 信号を送る。次に D_2 信号のドメイン602には第1チャンネルに相当する時間領域に第1チャンネルのHDTVとNTSCとの差分情報 M_1 つまり、前述の $H_L V_H$ 信号と $H_H V_L$ 信号と $H_H V_H$ 1信号を送る。また D_3 信号のドメイン603には第1チャンネルのスーパーHDTV差分情報 H_1 、すなわち図30で説明した $H_H V_H - 2H_1$ を送る。

【0146】ここで第1チャンネルのTV局を選択した場合を説明する。まず小型アンテナと第1受信機23と第1画像デコーダ421のシステムをもつ一般の受信者は図31のNTSCもしくはワイドNTSCのTV信号が得られる。次に中型アンテナと第2受信機33と第2画像エンコーダ422をもつ特定の受信者はチャンネル1を選択した場合第1データ列、 D_1 のドメイン601と第2データ列、 D_2 のドメイン602の信号を合成してチャンネル1のNTSC番組と同じ番組内容のHDTV信号を得る。

【0147】大型アンテナと多値復調できる第3受信機43と第3画像デコーダ423をもつ映画館等の一部の受信者は D_1 のドメイン601と D_2 のドメイン602と D_3 のドメイン603の信号を合成し、チャンネル1のNTSCと同じ番組内容で映画館用の画質の超解像度HDTV信号を得る。2から3までの他のチャンネルも同様に再生される。

【0148】図35は別のドメインの構成である。まずNTSCの第1チャンネルは L_1 に配置されている。この L_1 は D_1 信号の第1タイムドメインのドメイン601の位置にあり、先頭部にNTSC間のデスクランブル情報と実施例1で説明した復調情報を含む情報 S_{11} が入っている。次にHDTVの第1チャンネルは L_1 と M_1 に分割されて入っている。 M_1 はHDTVとNTSCとの差分情報であり、 D_2 のドメイン602とドメイン611の両方に入っている。この場合6MbpsのNTSC圧縮信号を採用し L_1 に収容すると、 M_1 の帯域は2倍の12Mbpsになる。 L_1 と M_1 とを合わせると18Mbpsの帯域が第2受信機33と第2画像デコーダ423から復調再生可能である。一方、現在提案されている圧縮方法を用い約15Mbpsの帯域でHDTV圧縮信号を実現することができる。従って図35の配置でチャンネル1でHDTVとNTSCを同時に放送できる。この場合チャンネル2ではHDTVの再生はできない。 S_{21} はHDTVのデスクランブル情報である。また、スーパーHDTV信号は L_1 と M_1 と H_1 に分割して放送される。スーパーHDTVの差分情報は D_3 のドメイン603、612、613を用い、NTSCを6Mbpsに設定した場合、合計36Mbps送れ、圧縮を

高くすれば映画館用画質の走査線約2000本のスーパーHDTV信号も伝送できる。

【0149】図36の配置図はD₃で6つのタイムドメインを占有させスーパーHDTV信号を伝送した場合を示す。NTSC圧縮信号を6Mbpsに設定した場合9倍の54Mbpsが伝送できる。このためより高画質のスーパーHDTVを伝送できる。

【0150】以上は、送信信号の電波の水平もしくは垂直の偏波面の片方を利用する場合である。ここで水平と垂直の2つの偏波面を使うことにより、周波数利用効率 10 は2倍となる。以下に説明をする。

【0151】図49は第1データ列の水平偏波信号D_{v1}と垂直偏波信号D_{h1}及び第2データ列の同じくD_{v2}とD_{h2}、第3データ列のD_{v3}とD_{h3}の信号配置図を示す。この場合、第1データ列の垂直偏波信号D_{v1}にNTSC等の低域TV信号が入っており第1データ列の水平偏波信号D_{h1}に高域TV信号が入っている。従って、垂直偏波アンテナしかもっていない第1受信機23は、NTSC等の低域信号を再生できる。一方、垂直、水平の両方向の偏波アンテナをもつ第1受信機23は、例えば、L₁ 20 とM₁信号を合成しHDTV信号を得ることができる。つまり、第1受信機23を用いた場合、アンテナの能力により、一方ではNTSCが、他方ではNTSCとHDTVが再生できるため2方式が両立するという大きな効果がある。

【0152】図50はTDMA方式にした場合で、各データバースト721の先頭部に同期部731とカード部741が設けられている。又、フレームの先頭部には同期情報部720が設けられている。この場合は、各タイムスロット群が、各々1つのチャンネルが割りあてられて 30 いる。例えば、第1タイムスロット750で第1チャンネルの全く同じ番組のNTSC、HDTV、スーパーHDTVを送ることができる。各々のタイムスロット750~750eが完全に独立している。従って特定の放送局が特定のタイムスロットを用いてTDMA方式で放送する場合、他局と独立してNTSC、HDTV、スーパーHDTVの放送ができるという効果がある。又、受信側も水平偏波アンテナで第1受信機23をもつ構成の場合NTSC-TV信号を両偏波アンテナなら、HDTVを再生できる。第2受信機33にすると低解像度のスー 40 ーHDTVを再生できる。第3受信機43にするとスーパーHDTV信号を完全に再生できる。以上のように両立性のある放送システムを構築出来る。この場合、図50のような配置で、バースト状のTDMA方式でなく、図49のような連続信号の時間多重も可能である。また図51に示すような信号配置にすればより高解度のHDTV信号を再生できる。

【0153】以上述べたように実施例3により超高解像度型HDTV、HDTVとNTSC-TVの3つの信号の両立性のあるデジタルTV放送が可能になるという 50

著な効果がある。とくに映画館等に伝送した場合、映像を電子化することができるという新たな効果がある。

【0154】ここで、本発明による変形QAMをSRQAMと呼び、具体的なエラーレートについて述べる。

【0155】まず、16SRQAMのエラーレートを計算する。図99は16SRQAMの信号点のベクトル図である。第1象限において、16QAMの場合、信号点83a、83b、84a、85、83a等の各16ヶの信号点の間隔は等間隔であり、全て2δである。

【0156】16QAMの信号点83aは座標軸のI軸、Q軸よりδの距離にある。ここで16SRQAMにする場合、nをシフト値と定義すると、信号点83aはシフトして、座標軸からの距離をnδの位置の信号点83へ移動させる。この場合nは

$$0 < n < 3$$

である。また他の信号点84a、86aもシフトして信号点84、86の位置に移動する。第1データ列の誤り率をPe1とすると

【0157】

【数1】

$$Pe1-16 = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right)$$

$$= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{\rho}}{\sqrt{9+n^2}} \right)$$

【0158】第2データ列の誤り率をPe2とすると

【0159】

【数2】

$$Pe2-16 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right)$$

$$= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{2\sqrt{9+n^2}\sqrt{\rho}} \right)$$

【0160】となる。次に36SRQAMもしくは32SRQAMのエラーレートを計算する。図100は36SRQAMの信号ベクトル図である。第1象限において36QAMの信号点間距離は2δであると定義する。

【0161】36QAMの信号点83aは座標軸よりδの距離にある。この信号点83aは36SRQAMになると信号点83の位置にシフトし、座標軸よりnδの距離となる。各々の信号点はシフトして信号点83、84、85、86、97、98、99、100、101となる。9ヶの信号点からなる信号点群90を一つの信号点とみなして、変形4PSK受信機で受信し、第1データ列D₁のみ一再生した場合の誤り率をPe1とし、信号点群90の中の9個の信号点を各々弁別し、第2データ列D₂を再生した場合の誤り率をPe2とすると

【0162】

【数3】

$$\begin{aligned}
 Pe1-32 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) \\
 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6\rho}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\
 Pe2-32 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4\sqrt{22}} \frac{\delta}{\rho} \right) \\
 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\rho}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right)
 \end{aligned}$$

【0163】となる。この場合、図101のC/N~エラーレート図はエラーレートPeと伝送系のC/Nとの関係を計算した一例を示す。曲線900は比較のため従来方式の32QAMのエラーレートを示す。直線905はエラーレートが10の-1.5乗の直線を示す。本発明のSRQAMのシフト量nを1.5とした場合の第1階層D₁のエラーレートは曲線901aとなり、エラーレートが10^{-1.5}において曲線900の32QAMに対してC/N値が5dB下がってもD₁は同等のエラーレートで再生できるという効果がある。

【0164】次にn=1.5の場合の第2階層D₂のエラーレートは曲線902aで示される。エラーレートが10^{-1.5}において、曲線900に示す32QAMに比べてC/Nを2.5dB上げないと同等のエラーレートで再生できない。曲線901b、曲線902bはn=2.0の場合のD₁、D₂を示す。曲線902cはD₂を示す。これをまとめると、エラーレートが10の-1.5乗の値において22n=1.5、2.0、2.5の時、32QAMに比べて各々D₁は5、8、10dB改善され、D₂は2.5dB劣化する。

【0165】32SRQAMの場合にシフト量nを変化させた場合に所定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列D₁と第2データ列D₂のC/N値を図103のシフト量nとC/Nの関係図で示す。図103をみると明らかなように、nが0.8以上であれば、階層伝送つまり第1データ列D₁と第2データ列D₂の伝送に必要なC/N値の差が生まれ、本発明の効果が生じることがわかる。従って、32SRQAMの場合n>0.85の条件下で効果がある。16SRQAMの場合のエラーレートは図102のC/Nとエラーレートの関係図のようになる。図102において曲線900は16QAMのエラーレートを示す。曲線901a、901b、901cは各々第1データ列D₁のn=1.2、1.5、1.8の場合のエラーレートを示す。曲線902a、902b、902cは各々第2データ列D₂のn=1.2、1.

5、1.8の場合のエラーレートを示す。

【0166】図104のシフト量nとC/Nの関係図は16SRQAMの場合にシフト量nを変化させた場合に特定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列D₁と第2データ列D₂のC/Nの値を示したものである。図104から明らかなように16SRQAMの場合n>0.9であれば本発明の階層伝送が可能となることがわかる。以上からn>0.9なら階層伝送が成立する。

【0167】ここで具体的にデジタルTVの地上放送に本発明のSRQAMを適用した場合の一例を示す。図105は地上放送時の送信アンテナと受信アンテナとの距離と、信号レベルとの関係図を示す。曲線911は送信アンテナの高さが1250ftの場合の受信アンテナの信号レベルを示す。まず、現在検討が進められているデジタルTV放送方式において要求される伝送系の要求エラーレートを10の-1.5乗と仮定する。領域912はノイズレベルを示し、点910はC/N=15dBになる地点で従来方式の32QAM方式の受信限界点を示す。このL=60mileの地点においてデジタルのHDTV放送が受信できる。

【0168】しかし、天候等の受信条件の悪化により時間的にC/Nは5dBの中に変動する。C/N位が閾値に近い受信状況においてC/Nが低下すると急激にHDTVの受信が不能となる問題を持っている。また地形や建築物の影響により、少なくとも10dB程度の変動が見込まれ、60mileの半径内の全ての地点で受信できる訳でない。この場合、アナログと違いデジタルの場合完全に映像が伝送できない。従って従来のデジタルTV放送方式のサービスエリアは不確実なものであった。

【0169】一方、本発明の32SRQAMの場合、前述のように図133、図137の構成により3層の階層となる。第1-1階層D₁₋₁でMPEGレベルの低解像度NTSC信号を送り、第1-2階層D₁₋₂でNTSC等の中解像度TV成分を送り、第2階層D₂でHDTVの高域成分を送ることができる。例えば図105において第1-2階層のサービスエリアは点910aのように70mile地点まで拡大し、第2階層は910bのように、55mile地点まで後退する。図106の32SRQAMのサービスエリア図はこの場合のサービスエリアの面積の違いを示す。図106はコンピュータシミュレーションを行い、図53のサービスエリア図をより具体的に計算したものである。図106において領域708、703c、703a、703b、712は各々従来方式の32QAMのサービスエリア、第1-1階層D₁₋₁のサービスエリア、第1-2階層D₁₋₂のサービスエリア、第2階層D₂のサービスエリア、隣接アナログ局のサービスエリアを示す。このうち、従来方式の32QAMのサービスエリアのデータは従来開示されているデータを用いている。

【0170】従来方式の32QAMの放送方式では名目

上60マイルのサービスエリアを設定できる。しかし、実際は天候や地形の条件変化により受信限界地近傍においてきわめて受信状態が不安定であった。

【0171】しかし、本発明の36SRQAMを用い、第1-1階層 D_{1-1} でMPEG1グレードの低域TV成分を第1-2階層 D_{1-2} でNTSCグレードの中域TV成分を送信し、第2階層 D_2 でHDTVの高域TV成分を送信することにより、図106のように高解像度グレードのHDTVのサービスエリアの半径が5マイル縮小するものの、中解像度グレードのEDTVのサービスエリアの半径が10マイル以上拡大し、低解像度のLDTVのサービスエリアは18マイル拡大するという効果が生まれる。図107はシフトファクター n もしくは $s=1.8$ の場合のサービスエリアを示し、図135は図107のサービスエリアを面積で示したものです。

【0172】このことにより、一番目に従来方式では、受信条件が悪い地域において存在した受信不能地域においても本発明のSRQAM方式を適用することにより、少なくとも設定したサービスエリア内においては殆どこの受信機で中解像度もしくは低解像度グレードでTV放送を受信できるような送信が可能となる。従って通常のQAMでは発生するビルかけや低地の受信不能領域と隣接アナログ局からの妨害を受けるような地域において本発明を用いることによりこの受信不能地域が大巾に減少し、これに伴い実質的な受信者数を増大できる。

【0173】二番目に従来のデジタルTV放送方式では高価なHDTV受信機と受像機をもつ受信者しか放送を受信できなかったため、サービスエリア内においても一部の受信者しか視聴できなかった。しかし本発明では従来のNTSCやPALやSECAM方式の従来型のTV受像機を持っている受信者もデジタル受信機のみを増設することにより、デジタルHDTV放送の番組をNTSCグレードもしくはLDTVグレードではあるが受信可能になるという効果がある。このため受信者はより少ない経済的負担で番組が視聴できる。同時に総受信者数が増えるためTV送信者側はより多くの視聴者を得られるためTV事業としての経営がより安定するという社会的効果が生まれる。

【0174】三番目に中低解像度グレードの受信地域の面積は $n=2.5$ の場合、36%従来方式に比して拡大する。拡大に応じて受信者が増える。サービスエリアの拡大と受信者数の増加によりその分TV事業者の事業収入が増大する。このことによりデジタル放送の事業リスクが減りデジタルTV放送の普及が早まることが期待できる。

【0175】さて、図107の32SRQAMのサービスエリア図にみるように、 n もしくは $s=1.8$ の場合も同様の効果が得られる。シフト値 n を変更することにより、各々の放送局がHDTV受像機とNTSCTV受像機の分布状況等の地域特有の条件や事情に応じて

を変更し、SRQAMの D_1 と D_2 のサービスエリア703aと703bを最適な条件に設定することにより、受信者は最大の満足放送局は最大の受信者数を得ることができる。

【0176】この場合

$n > 1.0$

の時、以上のような効果が得られる。従って、32SRQAMの場合 n は

$1 < n < 5$

となる。同様にして16SRQAMの場合 n は

$1 < n < 3$

となる。

【0177】この場合図99、図100のようにシフトさせて第1と第2階層を得るSRQAM方式において、16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMにおいて n が1.0以上であれば、地上放送において本発明の効果が得られる。実施例では映像信号を送信した場合を説明したが音声信号を高域部もしくは高分解能部と低域部もしくは低分解能部にわけ、それぞれ第2データ列、第1データ列として本発明の伝送方式を用いて伝送すると、同様の効果が得られる。PCM放送、ラジオ、携帯電話に用いるとサービスエリアが広がるという効果がある。

【0178】また、実施例3では図133に示すように時間分割多重(TDM)方式と組み合わせてTDMによるサブチャンネルを設け、ECC Encoder 743aとECC Encoder 743bに示すように2つのサブチャンネルのエラー訂正のコードゲインを差別化することにより、各サブチャンネルの閾値に差をつけ階層型伝送のサブチャンネルを増やすことができる。この場合、図137に示すように2つのサブチャンネルのTrellis EncoderのCode gainsを変えてもよい。詳しい説明は後述する実施例6の図131の説明と同じであるため省略する。図106のシミュレーションにおいては第1-1サブチャンネル D_{1-1} と第1-2サブチャンネル D_{1-2} と間に5dBのCoding Gainの差をつけた場合を示している。SRQAMは“C-CDM”とよばれる本発明の信号点符号分割多重方式(Constellation-Code Division Multiplex)をrectangle-QAMに応用したものである。C-CDMはTDMやFDMと独立した多重化方式である。コードに対応した信号点コードを分割することにより、サブチャンネルを得る方式である。この信号点の数を増やすことによりTDMやFDMにはない伝送容量の拡張性が得られる。このことは従来機器とほぼ完全な互換性を保ちながら実現する。このようにC-CDMは優れた効果をもつ。

【0179】さて、C-CDMとTDMを組み合わせた実施例を用いたが周波数分割多重方式(FDM)と組み合わせても、同様の閾値の緩和効果が生まれる。例えば、TV放送に用いた場合、図108のTV信号の周波

10

20

30

40

50

数分布図に示すようになる。従来のアナログ放送例えばNTSC方式の信号はスペクトラム725のような周波数分布をしている。一番大きな信号は映像のキャリア722である。カラーのキャリア723や音声のキャリア724はそれほど大きくない。お互いの干渉を避けるため、デジタル放送の信号をFDMにより2つの周波数に分ける方法がある。この場合、図に示すように映像のキャリア722を避けるように第1キャリア726と第2キャリア727に分割し各々第1信号720と第2信号721を送ることにより干渉は軽減できる。第1信号720により低解像度TV信号を大きな出力で送信し、第2信号721により高解像度信号を小さな出力で送信することにより、妨害を避けながらFDMによる階層型放送が実現する。

【0180】ここで図134に従来の方式32QAMを用いた場合の図を示す。サブチャンネルAの方が出力が大きいため、閾値はThreshold1はサブチャンネルBの閾値Threshold2に比べて4~5dB小さくて良い。従って4~5dB閾値の差をもつ2層の階層型放送が実現する。しかし、この場合、受信信号のレベルがThreshold2以下になると情報量の大半を占める第2信号721aの斜線で示す信号の全部が全く受信できなくなり、情報量の少ない第1信号720aしか受信できなくなり、第2階層では画質の著しく悪い画像しか受信できない。

【0181】しかし、本発明を用いた場合、図108に示すようにまず第1信号720にC-CDMにより得られる32SRQAMを用いてサブチャンネル1 of Aを追加する。この閾値の低いサブチャンネル1 of Aにさらに低解像度の成分をのせる。第2信号721を32SRQAMとし、サブチャンネル1 of Bの閾値を第1信号の閾値Threshold2に合わせる。すると信号レベルがThreshold-2に下がっても受信できなくなる。領域は斜線で示す第2信号部721aのみとなり、サブチャンネル1 of BとサブチャンネルAが受信できるため伝送量はあまり減らない。従って第2階層においても画質の良い画像がThreshold-2の信号レベルにおいても受信できるという効果がある。

【0182】一方のサブチャンネルに普通解像度の成分を伝送することにより、さらに階層の数が増え、低解像度のサービスエリアが広がるという効果も生まれる。この閾値の低いサブチャンネルに音声情報又は同期情報、各データのヘッダー等の重要な情報を入れることにより、この重要な情報は確実に受信できるため安定した受信が可能となる。第2信号721に、同様の手法を用いると、サービスエリアの階層が増える。HDTVの走査線が1050本の場合、525本に加えて、C-CDMにより775本のサービスエリアが加わる。

【0183】このようにして、FDMとC-CDMを組み合わせるとサービスエリアが拡大するという効果が生まれる。この場合FDMにより2つのサブチャンネルを

設けたが3つの周波数に分割し、3つのサブチャンネルを設けてもよい。

【0184】次にTDMとC-CDMを組み合わせる妨害を避ける方法を述べる。図109に示すようにアナログTV信号には水平帰線部732と映像信号部731がある。水平帰線部732の信号レベルが低いことと、この期間中は妨害を受けても画面に出力されないことを利用する。デジタルTV信号の同期をアナログTV信号と合わせ、水平帰線部732の期間の水平帰線同期スロット733、733aに重要なデータ、例えば同期信号等を送るか高い出力で多くのデータを送ることができる。このことにより、妨害を増やさずにデータ量を増やしたり出力を上げられるという効果がある。なお垂直帰線部735、735aの期間に同期させて垂直帰線同期スロット737、737aを設けても同様の効果が得られる。

【0185】図110はC-CDMの原理図である。又、図111は16QAMの拡張版のC-CDMのコード割り当て図を示し、図112は32QAM拡張版のコード割り当て図を示す。図110、111に示すように256QAMは第1、2、3、4層740a、740b、740c、740dの4つの層に分けられ、各々4、16、64、256ケのセグメントを持つ。第4層740dの256QAMの信号点コードワード742dは8bitの“11111111”である。これを2bitずつ4つのコードワード741a、741b、741c、741dに分割し、各第1、2、3、4層740a、740b、740c、740dの信号点領域742a、742b、742c、742dに各々“11”、“11”、“11”、“11”を割り当てる。かくして、2bitずつのサブチャンネルすなわち、サブチャンネル1、サブチャンネル2、サブチャンネル3、サブチャンネル4ができる。これを信号点符号分割多重方式という。図111は16QAMの拡張版の具体的な符号配置を示し、図112は36QAMの拡張版を示す。C-CDM多重化方式は独立したものである。従って従来の周波数分割多重方式(FDM)や時間分割多重方式(TDM)と組み合わせることにより、更にサブチャンネルが増やせるという効果がある。こうしてC-CDM方式により新しい多重化方式を実現できる。Rectangle-QAMを用いてC-CDMを説明したが、信号点をもつ他の変調方式例えば他の形のQAMやPSK、ASK、そして周波数領域を信号点とみなし、FSKも同様に多重化できる。

【0186】例えば前述の8PS-APSKのサブチャンネル1のエラーレートは

【0187】

【数4】

39

$$Pe_{1-8} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0188】サブチャンネル2の Pe_{2-8} は

【0189】

【数5】

$$Pe_{2-8} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right)$$

*

$$Pe_{1-16} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0192】サブチャンネル2のエラーレートは

【0193】

※【数7】

※

$$Pe_{2-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1-S_2)\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2)\delta}{2\sigma}\right)$$

【0194】サブチャンネル3のエラーレートは

【0195】

【数8】

$$Pe_{3-10} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_2\delta}{2\sigma}\right)$$

【0196】で現せる。

(実施例4) 以下本発明の第4の一実施例について図面を参照しながら説明する。

【0197】図37は実施例4の全体のシステム図である。実施例4は実施例3で説明した伝送装置を地上放送に用いたもので、ほぼ同じ構成、動作である。実施例3で説明した図29との違いは、送信用のアンテナ6aが地上伝送用アンテナになっている点と各受信機の各々のアンテナ21a, 31a, 41aが地上伝送用アンテナになっている点のみである。その他の動作はまったく同じであるため重複する説明を省略する。衛星放送と違い、地上放送の場合は送信アンテナ6aと受信機との距離が重要となる。遠距離にある受信機は到達電波が弱くなり、従来の送信機で単に多値QAM変調した信号では全く復調できず番組を視聴することはできない。

【0198】しかし本発明の伝送装置を用いた場合、図37のように遠距離にアンテナ22aがある第1受信機23は変形64QMA変調信号もしくは変形16QAM変調信号を受信して4PSKモードで復調し第1データ列のD1信号を再生するのでNTSCのTV信号が得られる。従って電波が弱くても中解像度でTV番組を視聴できる。

【0199】次に中距離にアンテナ32aがある第2受信機33では到達電波が充分強いいため変形16または64QAM信号から第2データ列と第1データ列を復調できHDTV信号が得られる。従って同じTV番組をHDTVで視聴できる。

40

*【0190】16-PS-APSK (PS型) のサブチャンネル1のエラーレートは

【0191】

【数6】

【0200】一方、近距離にあるか超高感度のアンテナ42aをもつ第3受信機43は電波が変形64QAM信号の復調に充分な強度であるため第1、2、3、データ列D1, D2, D3を復調し超高解像度HDTV信号が得られる。同じTV番組を大型映画と同じ画質のスーパーHDTVで視聴できる。

【0201】この場合の周波数の配置方法は図34、図35、図36の図を用いて時間多重配置を周波数配置に読み代えることにより説明できる。図34のように1から6チャンネルまで周波数がわり割られている場合D1信号にNTSCのL1を第1チャンネルに、D2信号の第1チャンネルのM1にHDTVの差分情報を、D3信号の第1チャンネルのH1に超高解像度HDTVの差分情報を配置することによりNTSCとHDTVと超解像度HDTVを同一のチャンネルで送信することができる。また図35、図36のように他のチャンネルのD2信号やD3信号を使用することが許可されれば、より高画質のHDTVや超高解像度HDTVが放送できる。

【0202】以上のように互いに両立性のある3つのデジタルTV地上放送を1つのチャンネルもしくは他のチャンネルのD2, D3信号領域を使用して放送できるという効果がある。本発明の場合、同じチャンネルで同じ内容のTV番組を中解像度であれば、より広範囲の地域で受信できるという効果がある。

【0203】デジタル地上放送として16QAMを用いた6MHzの帯域のHDTV放送等が提案されている。しかしこれらの方式はNTSCとの両立性がないため同じ番組をNTSCの別チャンネルで送信するサイマルキャスト方式の採用が前提となっている。また16QAMの場合、伝送できるサービスエリアが狭くなることが予想されている。本発明を地上放送に用いることにより別にチャンネルを設ける必要がなくなるだけでなく、遠距離の受信機でも中解像度で番組を視聴できるため放送サ

ービスエリアが広いという効果がある。

【0204】図52は従来提案されている方式のHDTVのデジタル地上放送時の受信妨害領域図を示すもので、従来提案されている方式を用いたHDTVのデジタル放送局701からHDTVの受信できる受信可能領域702と隣接するアナログ放送局711の受信可能領域712を示している。両者の重複する重複部713においてはアナログ放送局711の電波妨害により、少なくともHDTVを安定して受信することができなくなる。

【0205】次に図53は本発明による階層型の放送方式を用いた場合の受信妨害領域図を示す。本発明は従来方式と同一の送信電力の場合、電力利用効率が高いため、HDTVの高解像度受信可能領域703は上述の従来方式の受信可能領域702より若干狭くなる。しかし、従来方式の受信可能領域702より広い範囲のデジタルNTSC等の低解像度受信可能領域704が存在する。以上の2つの領域から構成される。この場合のデジタル放送局701からアナログ放送局711への電波妨害は図52で示した従来方式と同レベルである。

【0206】この場合、本発明ではアナログ放送局711からのデジタル放送局701への妨害は3つの領域が存在する。1つはHDTVもNTSCも受信できない第1妨害領域705である。第2は妨害を受けるもののNTSCを妨害前と同様に受信できる第2妨害領域706で一重斜線で示す。ここではNTSCはC/Nが低くても受信可能な第1データ列を使用しているためアナログ局711の電波妨害によりC/Nが低下しても妨害の影響範囲は狭い。

【0207】第3は妨害前はHDTVが受信できていたが妨害後はNTSCのみ受信できる第3妨害領域707で2重斜線で示す。

【0208】以上のようにして従来方式より妨害前のHDTVの受信領域は若干狭くなるが、NTSCを含めた受信範囲は広がる。さらにアナログ放送局711からの妨害により従来方式ではHDTVが妨害により受信できなかった領域においてもHDTVと同一の番組をNTSCで受信可能となる。こうして番組の受信不能領域が大巾に削減するという効果がある。この場合、放送局の送信電力を若干増やすことにより、HDTVの受信可能領域は従来方式と同等になる。さらに従来方式では全く番組を視聴できなかった遠方地域や、アナログ局との重複地域において、NTSCTVの品位で番組が受信できる。

【0209】また2階層の伝送方式を用いた例を示したが、図78の時間配置図のように3階層の伝送方式を用いることもできる。HDTVをHDTV、NTSC、低解像度NTSCの3つのレベルの画像に分離し、送信することにより、図53の受信可能領域は2層から3層に広がり最外層は広い領域となるとともに2階層伝送では全く受信不可能であった第1妨害領域705では低解像

度NTSCTVの品位で番組が受信可能となる。以上はデジタル放送局がアナログ放送に妨害を与える例を示した。

【0210】次にデジタル放送がアナログ放送に妨害を与えないという規制条件のもとにおける実施例を示す。現在米国等で検討されている空きチャンネルを利用する方式は、隣接して同じチャンネルを使用する。このため後から放送するデジタル放送は既存のアナログ放送に妨害を与えてはならない。従ってデジタル放送の送信レベルを図53の条件で送信する場合より下げる必要がある。この場合、従来方式の16QAMや4ASK変調の場合、図54の妨害状態図に示すように二重斜線で示した受信不能領域713が大きい場合HDTVの受信可能領域708は大巾に小さくなってしまふ。サービスエリアが狭くなり、その分受信者が減るためスポンサーが減る。従って従来方式では放送事業が経済的に成立しにくいことが予想されている。

【0211】次に図55に本発明の放送方式を用いた場合を示す。HDTVの高解像度受信可能領域703は、従来方式の受信可能領域708より若干狭くなる。しかし、従来方式より広い範囲のNTSC等の低解像度受信可能領域704が得られる。一重斜線で示す部分は、同一番組をHDTVレベルでは受信できないが、NTSCレベルで受信できる領域を示す。このうち第1妨害領域705においてアナログ放送局711からの妨害を受け、HDTVも、NTSCも両方受信できない。

【0212】以上のように同じ電波強度の場合、本発明の階層型放送ではHDTV品位の受信可能地域は若干狭くなる一方で、同一番組をNTSCTVの品位で受信できる地域が増える。このため放送局のサービスエリアが増えるという効果がある。より多くの受信者に番組を提供できる効果がある。HDTV/NTSCTVの放送事業を、より経済的に安定して成立させることができる。将来デジタル放送受信機の比率が増えた段階ではアナログ放送への妨害規則是緩和されるため電波強度を強くすることができる。この時点でHDTVのサービスエリアを大きくすることができる。この場合、第1データ列と第2データ列の信号点の間隔を調整することにより図55で示したデジタルHDTV/NTSCの受信可能地域とデジタルNTSCの受信可能地域を調整することができる。この場合、前述のように第1データ列に、この間隔の情報を送信することにより、より安定して受信ができる。

【0213】図56は、将来デジタル放送に切り替えた場合の妨害状況図を示す。この場合、図52と違い隣接局はデジタル放送を行うデジタル放送局701aとなる。送信電力を増やすことができるため、HDTV等の高解像度受信可能領域703はアナログTV放送と同等の受信可能領域702まで拡大できる。

【0214】そして両方の受信可能領域の競合領域71

4では互いに妨害を受けるため通常の指向性のアンテナでは番組をHDTVの品位では再生できないが、受信アンテナの指向性の方向にあるデジタル放送局の番組をNTSCTVの品位で受信できる。また非常に高い指向性のアンテナを用いた場合アンテナの指向性方向にある放送局の番組をHDTVの品位で受信できる。低解像度受信可能領域704は、アナログTV放送の標準の受信可能領域702より広くなり、隣接の放送局の低解像度受信可能領域704aの競合領域715、716ではアンテナの指向性の方向にある放送局の番組がNTSCTVの品位で再生できる。

【0215】さて、かなり将来のデジタル放送の本格普及時期においては規制条件がさらに緩和され、本発明の階層型放送により広いサービスエリアのHDTV放送が可能となる。この時点においても、本発明の階層型放送方式を採用するにより従来方式と同程及の広い範囲のHDTV受信範囲を確保するとともに従来方式では受信不可能であった遠方地域や競合地域においてもNTSCTVの品位で番組が受信できるため、サービスエリアの欠損部が大巾に減少するという効果がある。

【0216】(実施例5) 実施例5は本発明を振巾変調つまりASK方式に用いた場合の実施例である図57は実施例5の4値のASK信号信号点配置図を示し、4つの信号点721、722、723、724をもつ。4値の場合2bitのデータを1周期で送ることができる。信号点721、722、723、724を例えば00、01、10、11に対応させることができる。

【0217】本発明による階層型伝送を行うために、図58に示すように、信号点721、722を1つのグループつまり第1の信号点群725として扱い、信号点723、724を別のグループ、第2の信号点群726と定義する。そして2つの信号点群の間隔を等間隔の信号点の間隔より広くする。つまり信号点721、722の間隔をLとすると信号点723、724の間隔は同じLで良いが、信号点722と信号点723の間隔LはLより大きく設定する。

【0218】つまり $L_0 > L$

と設定する。これが本発明の階層型伝送システムの特徴である。ただしシステムの設計によっては条件や設定により一時的もしくは恒久的に $L=L_0$ になっても良い。

【0219】そして図59(a)のように2つの信号点群に第1データ列D₁の1bitのデータを対応させることができる。例えば第1の信号点群725を0、第2の信号点群726を1と定義すれば、第1データ列の1bitの信号が定義できる。次に第2データ列D₂の1bitの信号を各信号群の中の2つの信号点群に対応させる。例えば、図59(b)のように信号点721、723をD₂=0とし、信号点722、724をD₂=1とすれば第2データ列D₂のデータを定義できる。この場合も2bit/シンボルとなる。

【0220】このように信号点を配置することにより、ASK方式で本発明の階層型伝送が可能となる。階層型伝送システムは信号対雑音比つまりC/N値が充分高い時は従来の等間隔信号点方式と変わりはない。しかし、C/N値が低い場合、従来方式では全くデータを再生できない条件においても本発明を用いることにより第2データ列D₂は再生できなくなるが、第1データ列D₁は再生できる。これを説明するとC/Nが悪くなった状態は図60のように示せる。つまり受信機で再生した信号点はノイズや伝送歪等により、分散信号点領域721a、722a、723a、724aの広い範囲にガウス分布状に分散する。このような場合、信号点721と信号点722、信号点723と信号点724の区別が難しくなる。つまり第2データ列D₂のエラーレートが非常に高くなる。しかし図から明らかなように信号点721、722のグループと信号点723、724のグループとの区別は容易である。つまり第1の信号点群725と第2の信号点群726との区別ができる。このため、第1データ列D₁は低いエラーレートで再生できることになる。

【0221】こうして2つの階層のデータ列D₁とD₂が送受信できる。従って伝送システムのC/Nの良い状態及び地域では第1データ列D₁と第2列D₂の両方がC/Nの悪い状態及び地域では第1データ列D₁のみが再生される階層型伝送ができるという効果がある。

【0222】図61は送信機741のブロック図で入力部742は第1データ列入力部743と第2データ列入力部744から構成される。搬送波発生器64からの搬送波は入力部742からの信号を処理部745でまとめた入力信号により乗算器746において振巾変調されさらにフィルタ747により帯域制限されVSB信号等のASK信号となり出力部748から出力される。

【0223】ここでフィルタを通過した後の出力波形について述べる。図62(a)はASK変調信号の周波数分布図である。図のようにキャリアの両側に側波帯がある。この信号をフィルタ747のバンドパスフィルタ図62(b)の送信信号749のようにキャリア成分を少し残して片側の側波帯を取り去る。これをVSB信号というが、 f_c を変調周波数帯域とすると、約 $f_c/2$ の周波数帯域で送信できるため、周波数利用効率が良いことが知られている。図60のASK信号は元来2bit/シンボルであるがVSB方式を用いると同一周波数帯域で16QAMの4bit/シンボルに相当する情報量が伝送できる。

【0224】次に図63のブロック図で示す受信機751では地上のアンテナ32aで受けた信号は入力部752を経て、チャンネル選択により可変する可変発振器754からの信号と、混合器753において混合され、低い中間周波数に変換される。次に検波器755において検波され、LPF756によりベースバンド信号となり

識別再生器757により第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。

【0225】次にこの送信機と受信機を用いてTV信号を送る場合を説明する。図64は映像信号送信機774のブロック図である。HDTV信号等の高解像度TV信号は第1画像エンコーダ401の入力部403に入力し、サブバンドフィルタ等の映像の分離回路404により、 H_LV_L 、 H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H 等の高域TV信号と低域TV信号に分離される。この内容は実施例3で図30を用いて説明したので詳しい説明は省略する。分離されたTV信号は圧縮部405において、MPEG等で用いられているDPCM DCT可変長符号化や等の手法を用いて符号化される。動き補償は入力部403において処理される。圧縮された4つの画像データは合成器771によって第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 の2つのデータ列となる。この場合 H_LV_L 信号つまり低域の画像信号は第1データ列に含まれる。送信機の741の第1データ列入力部743と第2データ列入力部744に入力され振幅変調を受け、VSB等のASK信号となり、地上アンテナから放送される。

【0226】このデジタルTV放送のTV受信機全体のブロック図が図65である。地上アンテナ32aで受信した放送信号はTV受信機781の中の受信機751の入力部752に入力され、検波復調部760により受信者が希望する任意のチャンネルの信号が選局され復調され、第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。詳しい説明は重なるため省く。 D_1 、 D_2 信号は分離部776に入力される。 D_1 信号は分離器777により分離され H_LV_L 圧縮成分は第1入力部521に入力される。他方は合成器778により D_2 信号と合成され第2入力部531に入力される。第2画像デコーダにおいて第1入力部521に入った H_LV_L 圧縮信号は、第1伸長部523により H_LV_L 信号に伸長され画像合成部548と画面比率変更回路779に送られる。元のTV信号がHDTV信号の場合、 H_LV_L 信号はワイドのNTSC信号になり、元の信号がNTSC信号の場合、MPEG1のようなNTSCより品位が低い低解像度TV信号になる。

【0227】この説明では元の映像信号をHDTV信号と設定しているため、 H_LV_L 信号はワイドNTSCのTV信号となる。TVの画面アスペクト比が16:9であれば16:9の画面比率のまま出力部780を介して映像出力426として出力する。もし、TVの画面アスペクト比が4:3であれば、画面比率変更回路779により16:9から4:3の画面アスペクト比のレターボックス形式かサイドパネル形式に変更して出力部780を介して映像出力425として出力する。

【0228】一方、第2データ列出力部759からの第

2データ列 D_2 は、分離部776の合成器778において分離器777の信号と合成され、第2画像デコーダの第2入力部531に入力され、分離回路531により H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H の圧縮信号に分離されて各々第2伸張部535、第3伸長部536、第4伸長部に送られ、伸長されて元の H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H 信号となる。これらの信号に H_LV_L 信号を加え、画像合成部548に入力され、合成されて1つのHDTV信号となり出力部546より出力され、出力部780を介してHDTVの映像信号427として出力される。

【0229】この出力部780は第2データ列出力部759の第2データ列の誤まり率を誤まり率検知部782で検知しエラーレートが高い場合は自動的に H_LV_L 信号の低解像度の映像信号を出力させる。

【0230】以上のようにして、階層型放送の送信、受信が可能となる。伝送条件が良い場合、例えばTV送信アンテナが近い放送に対しては、第1データ列と第2データ列の両方が再生できるので、HDTVの品位で番組を受信できる。また送信アンテナとの距離が遠い放送に対しては、第1データ列を再生し、この V_LH_L 信号から低解像度のTV信号を出力する。このことにより、HDTVの品位もしくはNTSC TVの品位で同一番組をより広い地域で受信できるという効果がある。

【0231】また図66のTV受信機のブロック図のように第1データ列出力部768だけに受信機751の機能を縮小すると受信機は第2データ列およびHDTV信号を扱わなくてもよくなるため、構成が大巾には簡略化できる。画像デコーダは(図31)で説明した第1画像デコーダ421を用いればよい。この場合NTSC TVの品位の画像が得られる。HDTVの品位では番組を受信できないが受信機のコストは大巾に安くなる。従って広く普及する可能性がある。このシステムでは従来のTVディスプレイをもつ多くの受信システムを変更しないでアダプターとして追加することにより、デジタルTV放送が受信できるという効果がある。

【0232】図67のような構成にするとPSK信号を復調する衛星放送受信機とASK信号を復調する地上放送受信機の機能をもつ受信機を簡単に構成できる。この場合、衛星アンテナ32から受信したPSK信号は発振器787からの信号と混合器786において混合され、低い周波数に変換されTV受信機781の入力部34に入力され、図63で説明した混合器753に入力される。衛星TV放送の特定のチャンネルの低い周波数に変換されたPSK、もしくはQAM信号は復調部35によりデータ列 D_1 、 D_2 が復調され、分離部788を介して第2画像エンコーダ422により、画像信号として再生され、出力部780より出力される。一方、地上用のアンテナ32aにより受信されたデジタル地上放送とアナログ放送は、入力部752に入力され図63で説明したのと同じプロセスで混合器753により特定のチャネ

ルが選択され、検波され、低域のみのベースバンド信号となる。アナログ衛星TV放送に混合器753に入り復調される。デジタル放送の場合は、識別再生器757によりデータ列 D_1 と D_2 が再生され第2画像デコーダ422により映像信号が再生され、出力される。また地上と衛星のアナログTV放送を受信する場合は映像復調部788によりAM復調されたアナログTV信号が出力部780より出力される。図67の構成をとると混合器753が衛星放送と地上放送で共用できる。また第2画像デコーダ422も共用できる。又、デジタル地上放送でASK信号を用いた場合、AM復調のため従来のアナログ放送と同様の検波器755とLPF756等の受信回路を兼用できる。以上のように図67の構成にすると大巾に受信回路を共用化し、回路を削減するという効果がある。

【0233】また、実施例では4値のASK信号を2つのグループに分け、 D_1 、 D_2 の2層の各1bitの階層型伝送を行った。しかし、図68のように8値のASK信号を用いると D_1 、 D_2 、 D_3 の3層の各1bitの階層型伝送を行うことができる。図68では D_1 信号の信号点は信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bの2値つまり1bitである。次に D_2 の信号点は信号点群721と722、信号点群723と724の2値の1bitである。 D_3 のデータは大信号点群725と726の2値の1bitとなる。この場合、図57の4つの信号点721、722、723、724を各2ケの信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bに分離し、各グループの間の距離を離すことにより3層の階層型伝送が可能となる。

【0234】この3層の階層型伝送システムを用いて3層の映像伝送を行うことは実施例3と3で説明したもので動作の詳しい説明は省略する。

【0235】さて実施例3では図30のような画像エンコーダ401を説明したが、図30のブロック図は、図69のように書き換えることができる。内容は全く同じであるため説明は省略する。このように、画像エンコーダ401はサブバンドフィルタ等の映像の分離回路404、404aを2つもつ。これらを分離部794とすると、図70の分離部のブロック図に示す。ように1つの分離回路に信号を時分割で2回通すことにより回路を削減できる。これを説明すると、第1サイクルでは入力部403からのHDTVやスーパーHDTVの映像信号は時間軸圧縮回路795により、時間軸を圧縮されて分離回路404により、 H_HV_H-H 、 H_HV_L-H 、 H_LV_H-H 、 H_LV_L+1 の4つの成分に分けられる。この場合、スイッチ765、765a、765b、765cは1の位置にあり、圧縮部405に、 H_HV_H-H 、 H_HV_L-H 、 H_LV_H-H の3つの信号を出力する。しかし、 H_LV_L-H の信号はスイッチ765cの出力1から時間軸

調整回路795の入力2へ入力し、第2サイクルつまり時分割処理の空き時間に分離回路404に送られ分離処理され H_HV_H 、 H_HV_L 、 H_LV_H 、 H_LV_L の4つの成分に分けられ出力される。第2サイクルではスイッチ765、765a、765b、765cは出力2の位置に変わるため、4つの成分は圧縮部405へ送られる。このようにして図70の構成をとり時分割処理することにより分離回路が削減できるという効果がある。

【0236】次にこのような3層の階層型の画像伝送を行うと受信機側には実施例3の図33のブロック図で説明したような、画像デコーダが必要となる。これを、書き換えると図71のようなブロック図となる。処理能力は違うものの同じ構成の合成器566が2つ存在することになる。

【0237】これは図72のような構成をとると図70の分離回路の場合と同様にして1つの合成器で実現できる。図72を説明すると、5つのスイッチ、765a、765b、765c、765dにより、まず、タイミング1において、スイッチ765、765a、765b、765cの入力が1に切り替わる。すると、第1伸長部522、第2伸長部522a、第3伸長部522b、第4伸長部522cから各々 H_LV_L 、 H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H の信号が、スイッチを介して合成器556の対応する入力部に入力され、合成処理されて1つの映像信号となる。この映像信号はスイッチ765dに送られ出力1より出力し再びスイッチ765cの入力2に送られる。この映像信号はもともと、高解像度映像信号を分割した H_LV_L-H 成分の信号である。次のタイミング2において、スイッチ765、765a、765b、765cは入力2に切替わる。こうして、今度は H_HV_H-H 、 H_HV_L-H 、 H_LV_H-H そして H_LV_L-H 信号が合成器556に送られ、合成処理されて1つの映像信号が得られる。この映像信号はスイッチ765dの出力2より出力部554から出力される。

【0238】このようにして、3層の階層型放送を受信する場合時分割処理により2ケの合成器を1ケに削減するという効果がある。

【0239】さて、この方式は、まずタイミング1において H_HV_H 、 H_HV_L 、 H_LV_H 、 H_LV_L 信号を入力させ、 H_LV_L-H 信号を合成させる。その後、タイミング1と別の期間タイミング2において、 H_HV_H-H 、 H_HV_L-H 、 H_LV_H-H と上記の H_LV_L-H 信号を入力させ、最終の映像信号を得るという手順をとっている。従って、2つのグループの信号のタイミングをずらす必要がある。

【0240】もし、もともと、入力した信号の上記成分のタイミングの順序が違っていたり重複している場合は時間的に分離するためスイッチ765、765a、765b、765cにメモリを設け蓄積し、時間軸を調整することが必要となる。しかし送信機の送信信号を図73

のようにタイミング1とタイミング2に時間的に分離して送信することにより、受信機側に時間軸調整回路が不要となる。従って、受信機の構成が簡単になるという効果がある。

【0241】図73の時間配置図のD1は送信信号の第1データ列D1を示し、タイミング1の期間中にDチャンネルで H_LV_L , H_LV_H , H_HV_L , H_HV_H 信号を送り、タイミング2の期間中にD2チャンネルで H_LV_H-H , H_HV_L-H , H_HV_H-H を送る場合の信号の時間配置を示している。このようにして時間的に分離して送信信号を送ることにより、受信機のエコンコードの回路構成を削除するという効果がある。

【0242】次に受信機の伸長部の数が多い。これらの数を削減する方法について述べる。図74(b)は送信信号のデータ810、810a、810b、810cの時間配置図を示す。この図において、データの間に別データ811、810a、811b、811cを送信する。すると、目的とする送信データは間欠的に送られてくることになる。すると、図74(a)のブロック図に示す第2画像エンコーダ422はデータ列D1を第1入力部521とスイッチ812を介して次々と伸長部503に入力する。例えば、データ810の入力完了後は別データ811の時間中に伸長処理を行い、データ810の処理終了後、次のデータ810aが入力することになる。こうすることにより、合成器の場合と同様の手法で時分割で1つの伸長部503を共用することができる。こうして、伸長部の総数を減らすことができる。

【0243】図75はHDTVを送信する場合の時間配置図である。例えば放送番組の第1チャンネルのNTSC成分に相当する H_LV_L 信号を $H_LV_L(1)$ とすると、これをD1信号の太線で示すデータ821の位置に時間配置する。第1チャンネルのHDTV付加成分に相当する H_LV_H , H_HV_L , H_HV_H 信号はD2信号のデータ821a、821b、821cの位置に配置する。すると第1チャンネルの全てのデータの間には別のTV番組の情報である別データ822、822a、822b、822cが存在するため、この期間中に伸長部の伸長処理が可能となる。こうして1つの伸長部で全ての成分を処理できる。この方式は伸長器の処理が速い場合に適用できる。

【0244】また、図76のようにD1信号に、データ821、821a、821b、821cを配置しても同様の効果が得られる。通常の4PSKや4ASKのように階層がない伝送を用いて送受信する場合に有効である。

【0245】図77は、例えばNTSCとHDTVと高解像度HDTVもしくは、低解像度NTSCとNTSCとHDTVのような3層の映像を物理的に2層の階層伝送方式を用いて階層放送を行う場合の時間配置図を示す。例えば、低解像度NTSCとNTSCとHDTVの

3層の映像を放送する場合D1信号には低解像度NTSC信号に相当する H_LV_L 信号がデータ821に配置されている。又、NTSCの分離信号である H_LV_H , H_HV_L , H_HV_H の各成分の信号はデータ821a、821b、821cの位置に配置されている。HDTVの分離信号である H_LV_H-H , H_HV_L-H , H_HV_H-H 信号はデータ823、823a、823bに配置されている。

【0246】ここでは、実施例2で説明したエラー訂正能力の差別化による論理的な階層伝送を追加している。具体的には H_LD_L はD1信号の中のD1-1チャンネルを用いている。D1-1チャンネルは実施例2で述べたようにD1-2チャンネルより大巾に訂正能力の高い誤り訂正方式を採用している。D1-1チャンネルはD1-2チャンネルに比べて冗長度は高いが再生後のエラーレートは低いため、他のデータ821a、821b、821cよりC/N値の低い条件においても再生できる。このためアンテナから遠い地域や自動車の車内等の受信条件の悪い場合においても低解像度のNTSC TVの品位で番組を再生することができる。実施例2で述べたようにエラーレートの観点でみた場合、D1信号の中のD1-1チャンネルにあるデータ821はD1-2チャンネルにある他のデータ821a、821b、821cより受信妨害に強く、差別化されており論理的な階層が異なる。実施例2で述べたようにD1、D2の階層は物理的階層といえ、このエラー訂正符号間距離の差別化による階層構造は論理的な階層構造といえる。

【0247】さて、D2信号の復調には物理的にD1信号より高いC/N値を必要とする。従って、遠隔地等のC/N値の一番低い受信条件では、 H_LV_L 信号つまり、低解像度NTSC信号が再生される。そして、C/N値が次に低い受信条件では加えて H_LV_H , H_HV_L , H_HV_H が再生され、NTSC信号が再生できる。さらにC/N値の高い受信条件では H_LV_L に加えて H_LV_H-H , H_HV_L-H , H_HV_H-H も再生されるためHDTV信号が再生される。こうして3つの階層の放送ができる。この方式を用いることにより図53で説明した受信可能領域は図90の受信妨害領域図に示すように2層から3層に拡大し、より番組受信可能領域が広がる。

【0248】ここで図78は図77の時間配置の場合の第3画像デコードのブロック図を示す。基本的には図72のブロック図からD3信号の第3入力部551を省いた構成に図74(a)のブロック図の構成を加えた構成になっている。

【0249】動作を説明するとタイミング1において入力部521よりD1信号が、入力部530よりD2信号が入力される。 H_LV_H 等の各成分は時間的に分離されているためこれらはスイッチ812により伸長部503に順次、独立して送られる。この順序を図77の時間配置図を用いて説明する。まず、第1チャンネルの H_LV_L の圧縮信号が伸長部503に入り、伸長処理される。次に

第1チャンネルの $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ が伸長処理され、スイッチ812aを介して、合成器556の所定の入力部に入力され、合成処理され、まず $H_L V_L-H$ 信号が合成される。この信号はスイッチ765aの出力1からスイッチ765の入力2に入力され、合成器556の $H_L V_L$ 入力部に入力される。

【0250】次にタイミング2において、図77の時間配置図に示すようにD2信号の $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_H V_H-H$ 信号が入力され伸長部503により伸長され、スイッチ812aを介して各信号が合成器556の所定の入力に入力され、合成処理されHDTV信号が出力される。このHDTV信号はスイッチ765aの出力2より出力部521を介してHDTV信号が出力される。上述のように図77の時間配置により送信することにより受信機の伸長部と合成器の数を大巾に削減するという効果がある。なお、図77は時間配置図ではD1, D2信号の2つの段階を用いたが、前述のD3信号を用いると、高解像度HDTVを加え4つの階層のTV放送ができる。

【0251】図79はD1, D2, D3の3層の物理階層を用いた3つの階層の映像を放送する階層型放送の時間配置図である。図から明かなように同一TVチャンネルの各成分は時間的に重複しないように配置してある。又、図80は図78のブロック図で説明した受信機に第3入力部521aを加えた受信機である。図79の時間配置により放送することにより、図80のブロック図で示すような簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。

【0252】動作は、図77の時間配置図、図78のブロック図とほぼ同じである。このため説明は省略する。又、図81の時間配置図のようにD1信号に全ての信号を時間多重することもできる。この場合、データ821と別データ822の2つのデータはデータ821a, 812b, 821cに比べてエラー訂正能力を高めてある。このため、他のデータに比べて階層が高くなっている。前述のように物理的には一層であるが論理的には2層の階層伝送となっている。又、番組チャンネル1のデータの間に別の番組チャンネル2の別データが括入されている。このため、受信機側でシリアル処理が可能となり、図79の時間配置図と同じ効果が得られる。

【0253】図81の時間配置図の場合、論理的な階層となっているが、データ821, 別データ822の伝送ビットレートを $1/2$ や $1/3$ に落とすことにより、このデータの伝送時のエラーレートが下がるため、物理的な階層伝送をすることもできる。この場合、物理階層は3層となる。

【0254】図82は、図81の時間配置図のような、データ列D1信号のみを伝送する場合の画像デコーダ423のブロック図で、図80のブロック図に示す画像デコーダに比べて、より簡単な構成となる。動作は図80

で説明した画像デコーダと同じため説明を省略する。

【0255】以上のように、図81の時間配置図のような送信信号を送信すると図82のブロック図のように伸長部503合成器556の数を大巾に削減できるという効果がある。又、4つの成分が時間的に分離されて入力されるため、合成器556つまり図32の画像合成部548の内部の回路ブロックを入力する画像成分に応じて接続変更により、いくつかのブロックを時分割で共用し回路を省略することもできる。

【0256】以上のようにして簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。なお、実施例5では、ASK変調を用いて動作を説明したが、実施例5で説明した多くの手法は実施例1, 2, 3で説明したPSKやQAM変調にも使える。

【0257】又、これまでの実施例はFSK変調にも使える。例えば、図83のように f_1, f_2, f_3, f_4 の多値のFSK変調を行う場合、実施例5の図58の信号点配置図のようにグループ化を行い、各グループの信号点位置を離すことにより、階層型伝送ができる。

【0258】図83において周波数 f_1, f_2 の周波数群841を $D1=0$ と定義し、周波数 f_3, f_4 の周波数群842を $D1=1$ と定義する。そして、 f_1, f_3 を $D2=0$, f_2, f_4 を $D2=1$ と定義すると、図に示すように、D1, D2の各1bit、計2bitの階層型伝送が可能となる。例えば、 C/N の高い場合は $t=t_3$ において、 $D1=0, D2=1$ が再生でき、 $t=t_4$ において $D1=1, D2=0$ が再生できる。次に C/N が低い場合は $t=t_3$ において $D1=0$ のみが、 $t=t_4$ において $D=1$ のみが再生できる。こうしてFSKの階層型伝送ができる。実施例3, 4, 5で説明した映像信号の階層型の放送にこのFSKの階層型伝送方式を用いることもできる。

【0259】又、図84のような、ブロック図に示す磁気記録再生装置に本発明の実施例5を用いることもできる。実施例5はASKのため磁気記録再生ができる。

(実施例6) 第6の実施例により本発明を磁気記録再生装置に応用した例を説明する。実施例5では多値記録のASK伝送方式に本発明を適用した場合を示したが、同じ原理で多値のASK記録方式の磁気記録再生装置にも本発明を応用することができる。ASKの他、PSK, FCK, QAMに本発明のC-CDM方式を適用することにより階層型の多値の磁気記録が可能となる。

【0260】まず、16QAMや32QAMの磁気記録再生装置に本発明のC-CDM方式を用いて階層化する方法を説明する。図84はQAMにC-CDMを適用した場合のブロック図を示す。以下QAMをC-CDM多重化したものをSRQAMと呼ぶ。

【0261】図84を説明すると、磁気記録再生装置851は、入力したHDTV等の映像信号を画像エンコーダ401の第1画像エンコーダ401aと第2画像エン

10

20

30

40

50

コード401bにより高域信号と低域信号に分離し圧縮し、入力部742の中の第1データ列入力部743にH_LV_L成分等の低域映像信号を、第2データ列入力部744にH_HV_H成分等を含む高域映像信号を入力し、変復調器852の中の変調部749に入力する。第1データ列入力部743では、エラー訂正コードがECC部73aにおいて低域信号に付加される。一方、第2データ列入力部744に入力された第2データ列は16SRQAM、36SRQAM、64SRQAMの場合、2bit、3bit、4bit、になる。この信号はECC744aにより誤り符号化された後Trellisエンコード部744bにより16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMの場合、各々1/2、2/3、3/4の比率のTrellis符号化される。例えば64SRQAMの場合、第1データ列は2bitで第2データ列は4bitとなる。このため図128に示すようなTrellis Encoderを用い、3bitデータを4bitとした、Ratio3/4のTrellis Encodeを行う。こうして冗長度は上がり、データレートは下がる一方でエラー訂正能力が上がるため同一のデータレートのエラーレートを下げることができる。このため実質的な記録再生系もしくは伝送系の情報伝送量は増える。但し、Trellis Encodeは回路が複雑になるため、実施例6ではエラーレートの元々低い第1データ列には使用していない。第1データ列より第2データ列の方が符号間距離が小さく、エラーレートが悪いが、第2データ列をTrellis符号化することにより、エラーレートが改善される。第1データ列のTrellis符号化回路を省略する構成により、全体の回路がよりシンプルになるという効果がある。変調の動作は実施例5の図64の送信機とほぼ同じであるため詳しい説明は省略する。変調部749で変調された信号は記録再生回路853において、バイアス発生器856によりACバイアスされ増巾器857aにより増巾され磁気ヘッド854により磁気テープ855上に記録される。

【0262】記録信号のフォーマットは図113の記録信号周波数配置図に示すように周波数 f_c なる搬送波をもつ例えば16SRQAMの主信号859に情報が記録されるとともに、 f_c の2倍の $2f_c$ の周波数をもつパイロット f_p 信号859aが同時に記録される。周波数 f_{BIAS} なるバイアス信号859bにより、ACバイアスを加えて磁気記録されるため記録時の歪が少なくなる。図113に示す3層のうち2層の階層記録がされているため、記録再生できる閾値は $Th-1-2$ 、 $Th-2$ の2つが存在する。記録再生のC/Nレベルにより信号859なら2層全てが信号859CならD₁のみが記録再生される。

【0263】主信号に16SRQAMを用いた場合、信号点配置は図100のようになる。又36SRQAMを用いた場合、図100のようになる。この信号を再生する場合、磁気ヘッド854からは、主信号859とパイロ

ット信号859aが再生され、増巾器857bにより増巾される。この信号より搬送波再生回路858のフィルタ858aにより $2f_c$ なるパイロット信号 f_p が周波数分離され、1/2分周器858bにより f_c の搬送波が再生され復調部760に送られる。この再生された搬送波を用いて復調部760において主信号は復調される。この時、HDTV用等の高C/N値の高い磁気記録テープ855を用いた場合、16点の各信号点の弁別しやすくなるため復調部760においてD₁とD₂の双方が復調される。そして画像デコード422により全信号が再生される。HDTV VTRの場合例えば15MbpsのHDTVの高ビットレートのTV信号が再生される。C/N値が低いビデオテープ程、コストは安い。現時点で市販のVHSテープと放送用の高C/N型テープとは10dB以上C/Nの差がある。安価なC/N値の低いビデオテープ855を用いた場合はC/N値が低いため16値や36値の信号点を全て弁別することは難しくなる。このため第1データ列D₁は再生できるが第2データ列D₂の2bitもしくは3bitもしくは4bitのデータ列は再生できず、第1データ列の2bitのデータ列のみが再生される。2層の階層型のHDTV画像信号を記録再生した場合、低C/Nテープでは高域画像信号は再生されないため第1データ列の低レートの低域画像信号、具体的には例えば7MbpsのワイドNTSCのTV信号が出力される。

【0264】また図114のブロック図に示すように第2データ列入力部759と第2データ列入力部744と第2画像デコード422aを省略し、第1データ列D₁のみを変復調する変形QPSK等の変調器をもつ低ビットレート専用の記録再生装置851も一つの製品形態として設定できる。この装置は第1データ列のみの記録再生が行える。つまりワイドNTSCグレードの画像信号を記録再生できる。上述のHDTV信号等の高ビットレートの信号が記録された高いC/N値を出力するビデオテープ855をこの低ビットレート専用の磁気記録再生装置で再生した場合、第1データ列のD₁信号のみが再生され、ワイドNTSC信号が出力され、第2データ列は再生されない。つまり同じ階層型のHDTV信号が記録されたビデオテープ855を再生した場合、一方の複雑な構成の記録再生装置ではHDTV信号、一方の簡単な構成の記録再生装置ではワイドNTSC TV信号が再生できる。つまり2層の階層の場合異なるC/N値をもつテープと異なる記録再生データレートをもち機種の間で4つの組み合わせの完全互換性が実現するという大きな効果がある。この場合、HDTV専用機に比べてNTSC専用機は著しく簡単な構成になる。具体的には例えばEDTVのデコードの回路規模はHDTVのデコード比べて1/6になる。従って低機能機は大巾に低いコストで実現できる。このようにHDTVとEDTVの画質の記録再生能力が異なる2つのタイプの記録再生装置を

実現できるため幅広い価格帯の機種が設定できるという効果がある。また使用者も高価格のC/Nの高いテープから低価格の低C/Nのテープまで、要求画質に応じてその都度自由にテープを選択できる。このように互換性を完全に保ちながら拡張性が得られるとともに将来との互換性も確保できる。従って将来も陳腐化しない記録再生装置の規格が実現することも可能となる。その他の記録方法としては実施例1、3で説明した位相変調による階層記録もできる。

【0265】実施例5で説明したASKによる記録もできる。現在2値の記録を多値にして図59(c)(d)に示すように4値を2つのグループに分け、階層化できる。

【0266】ASKの場合のブロック図は図84と同じである。実施例で説明した以外に磁気テープ上の多トラックによる階層記録もできる。又、エラー訂正能力を変えて、データを差別化することによる論理的な階層記録もできる。

【0267】ここで将来規格との互換性について述べる。通常、VTR等の記録再生装置の規格を設定する場合、現実に入手できる最も高いC/Nのテープを用いて規格が定められる。テープの記録特性は日進月歩で向上する。例えば10年前のテープに比べて、現在C/N値は10dB以上向上している。この場合、現在から10年〜20年後の将来においてテープ性能が向上した時点で新しい規格を設定する場合、従来方式では古い規格との互換性をとることは非常に難しい。このため新旧規格は片互換もしくは非互換である場合が多かった。

【0268】しかし、本発明の場合、まず、現行テープで第1データ列もしくは第2データ列を記録再生する規格をつくる。次に将来テープのC/Nが大巾に向上した時点で本発明を予め採用しておけば上位のデータ階層のデータ例えば第3データ列のデータを追加し、例えば3階層の64SRQAMを記録再生するスーパーHDTV VTRが従来規格と完全互換を保ちながら実現するこの将来規格が実現した理時点で本発明、新規格で第3データ列まで3層記録された磁気テープを、第1データ列、第2データ列しか記録再生できない旧規格の2層の磁気記録再生装置で再生した場合、第3データ列は再生できないが第1、第2データ列は完全に再生できる。このためHDTV信号は再生される。このため新旧規格間の互換性を保ちながら将来、記録データ量を拡張できるという効果がある。

【0269】ここで図84の再生動作の説明に戻る。再生する時は磁気テープ855を磁気ヘッド854と磁気再生回路853により再生信号を再生し変復調器852に送る。復調部は実施例1、3、4とほぼ同様な動作をするため説明を省略する。復調部760により第1データ列D1と第2データ列D2を再生し、第2データ列はVitabiデコーダ等のTrellis-Decoder759bにより、c

ode gainの高いエラー訂正をされ、エラーレートは低くなる。D1、D2信号は画像デコーダ422により復調されHDTVの映像信号が出力される。

【0270】以上は2つの階層をもつ磁気記録再生装置の実施例であるが、次に2層の物理階層に1層の論理階層を加えた3層の階層の磁気記録再生装置の実施例を図131のブロック図を用いて説明する。基本的には、図84と同じ構成であるが第1データ列をTDMにより、さらに2つのサブチャンネルに分割し3層構造にしている。図131に示すように、まずHDTV信号は第1画像エンコーダ401aの中の第1—1画像エンコーダ401cと第1—2画像エンコーダ401dにより、中域と低域の映像信号の2つのデータ、D₁₋₁とD1-2に分離され入力部742の第1データ列入力部に入力される。MPEGグレードの画質のデータ列D₁₋₁はECC coder 743aにおいてCode gainの高い誤り訂正符号化をされ、D1-2はECC Coder 743bにおいて通常のCode gainをもつ誤り訂正符号化をされる。D₁₋₁とD1-2はTDM部743cにより時間多重化され、一つのデータ列D₁となる。D₁とD2はC-CDM変調部749で変調され磁気ヘッド854により磁気テープ855上に、2層で階層記録される。

【0271】再生時には、磁気ヘッド854により再生された記録信号は、図84で説明したのと同様の動作により、C-CDM復調部760によりD₁とD2に復調される。第1データ列D₁は第1データ出力部758の中のTDM部758cにおいて、2つのサブチャンネルD₁₋₁とD1-2に復調される。D₁₋₁はCode gainの高いECC Decoder 758aにおいて、誤り訂正されるため、D1-2に比べてD₁₋₁は低いC/N値においても復調され第1—1画像デコーダ402aによりLDTVがDecodeされ出力される。一方D1-2はCode gainの通常のECC Decoder 758bにおいて誤り訂正されるため、D1-1に比べると高いC/Nのスレシホールド値をもつため信号レベルが大きくないと再生できない。そして、第1—2画像エンコーダ402dにおいて復調され、D₁₋₁と合成されて、ワイドNTSCグレードのEDTVが出力される。

【0272】第2データ列D2はTrellis Decoder 759bによりVitabi復号され、ECC 759aによりエラー訂正され、第2画像エンコーダ402bにより高域画像信号となり、D₁₋₁、D1-2と合成されてHDTVが出力される。この場合のD₂のC/Nの閾値はD1-2より大きく設定する。従ってテープ855のC/N値が小さい場合、D₁₋₁つまりLDTVが再生され、通常のC/N値のテープ855の場合D₁₋₁、D1-2つまりEDTVが再生され、C/N値の高いテープ855を用いるとD₁₋₁、D1-2、D2つまりHDTV信号が再生される。

【0273】こうして3層の階層の磁気記録再生装置が実現する。前述のようにテープ855のC/N値とコストとは相関関係にある。本発明の場合使用者は3つのタ

イブのテープコストに応じた3つのグレードの画質の画像信号を記録再生できるため、使用者が記録したいTV番組の内容に応じてテープのグレードを選択する中が広がるという効果がある。

【0274】次に早送り再生時の階層記録の効果を述べる図132の記録トラック図に示すように磁気テープ855上にはアジマス角Aの記録トラック855aと逆のアジマス角のBの記録トラック855bが記録されている。図示するように記録トラック855aの中央部にこのまま記録領域855cを設け、他の領域をD₁₋₁記録領域855dとする。これを各々の記録トラック数々につき少なくとも1ヶ所設ける。この中にはLDTV1フレーム分が記録されている。高域信号のD2信号は記録トラック855aの全領域のD2記録領域855eに記録する。通常速度の記録再生時には、この記録フォーマットは新たな効果は生まない。さて順方向と逆方向のテープ早送り再生時にはアジマス角Aの磁気ヘッドトレース855fは図に示すように磁気トラックと一致しなくなる。図132に示す本発明においてはテープ中央部の狭い領域に設定されたD₁₋₁記録領域855cを設けてある。このためある一定の確率ではあるが、この領域は確実に再生される。再生されたD₁₋₁信号からはMPEG1並みのLDTVの画質ではあるが同一時間の画面全体の画像を復調できる。こうして早送り再生時には1秒間に数枚から数十枚のLDTVの完全な画像が再生されると使用者は早送り中の画画面を確認できるという大きな効果がある。

【0275】また逆送り再生時にはヘッドトレース85g示すように磁気トラックの一部の領域しかトレースしない。しかし、この場合においても図132で示す記録再生フォーマットを用いた場合、D1-1記録領域が再生できるためLDTVグレードの画質の動画が間欠的に出力される。

【0276】こうして、本発明では記録トラックの一部の狭い領域にLDTVグレードの画像を記録するため使用者は正逆両方向の早送り時にLDTVグレードの画質で早送りの間欠的にほぼ完全な静止画を再生できるため、高速検索時に画面の確認が容易になるという効果がある。

【0277】次に、さらに高速の早送り再生に対応する方法を述べる。図132の右下に示すようにD₁₋₁記録領域855Cを設け、LDTVの1フレームを記録するとともにD₁₋₁記録領域855Cの一部にさらに狭い領域のD₁₋₁・D₂記録領域855hを設ける。この領域におけるサブチャンネルD₁₋₁にはLDTVの1フレームの一部の情報が記録されている。LDTVの残りの情報をD₁₋₁・D₂記録領域855hのD₂記録領域855jに重複して記録する。サブチャンネルD₂はサブチャンネルD₁₋₁の3~5倍のデータ記録量をもつ。従ってD₁₋₁とD₂で1/3~1/5の面積のテープ上のLDTV

の1フレームの情報を記録できる。ヘッドトレースがさらに狭い領域である領域855h、855jに記録できるため、ヘッドのトレース時間T₀₁に比べて時間も面積も1/3~1/5になる。従って早送り速度を早めてヘッドのトレースがさらに傾いても、この領域全体をトレースする確率が高くなる。このためD₁₋₁のみの場合に比べてさらに3~5倍速い早送り時にも完全なLDTVの画像を間欠的に再生する。

【0278】この方式は2階層のVTRの場合、D₂記録領域855jを再生する機能がないため、高速の早送り時には再生できない。一方3階層の高機能型VTRにおいては2階層に比べて3~5倍速い早送り時にも画像が確認できる。つまり、階層の数つまりコストに応じた画質だけでなく、コストに応じて再生可能な最大早送り速度が異なるVTRが実現する。

【0279】なお実施例では階層型変調方式を用いたが16QAM等の通常の変調方式でも、階層型の画像符号化を行えば本発明による早送り再生が実現する。ことはいうまでもない。

【0280】従来の高度に画像を圧縮する方式の非階層型のデジタルVTRの記録方式では画像データが均一に分散しているため、早送り再生時に各フレームの同一時間の画面の画像の全部を再生することはできない。このため画面の各ブロックの時間軸のずれた画像しか再生できない。しかし、本発明の階層型のHDTV VTRではLDTVグレードではあるが、画面の各ブロックの時間軸のずれていない画像を早送り再生時に再生できるといふ効果がある。

【0281】本発明のHDTVの3層の階層記録を行った場合記録再生系のC/Nが高いときはHDTV等の高解像度TV信号を再生できる。そして記録再生系のC/Nが低い場合や機能の低い磁気再生装置で再生した場合、ワイドNTSC等のEDTVグレードのTV信号もしくは低解像度NTSC等のLDTVグレードのTV信号が出力される。

【0282】以上のように本発明を用いた磁気再生装置においては、C/Nが低くなった場合や、エラーレートが高くなった場合においても同一内容の映像を低い解像度、もしくは低い画質で再生できるという効果が得られる。

【0283】(実施例7) 実施例7は本発明を4階層の映像階層伝送に用いたものである。実施例2で説明した4階層の伝送方式と4階層の映像データ構造を組み合わせることにより図91の受信妨害領域図に示すように4層の受信領域ができる。図に示すように最内側に第1受信領域890a、その外側に第2受信領域890b、第3受信領域890c、第4受信領域890dができる。この4階層を実現する方式について述べる。

【0284】4階層を実現するには変調による4層の物理階層やエラー訂正能力の差別化による4層の論理階層

があるが、前者は階層間のC/N差が大きい4層では大きなC/Nが必要となる。後者は、復調可能なことが前提であるため、階層間のC/N差を大きくとれない。現実的であるのは、2層の物理階層と2層の論理階層を用いて、4層の階層伝送を行うことである。では、まず映像信号を4層に分離する方法を述べる。

【0285】図93は分離回路3のブロック図である分離回路3は映像分離回路895と4つの圧縮回路から構成される。分離回路404a、404b、404cの内部の基本的な構成は、図30の第1画像エンコーダ401の中の分離回路404のブロック図と同じなので説明は省略する。分離回路404a等は映像信号を低域成分 H_LV_L と高域成分 H_HV_H と中間成分 H_HV_L 、 H_LV_H の4つの信号に分離する。この場合、 H_LV_L は解像度が元の映像信号の半分になる。

【0286】さて入力した映像信号は映像分離回路404aにより高域成分と低域成分に2分割される。水平と垂直方向に分割されるため4つの成分が出力される。高域と低域の分割点はこの実施例では中間点にある。従って、入力信号が垂直1000本のHDTV信号の場合 H_LV_L 信号は垂直500本の、水平解像度も半分のTV信号となる。

【0287】低域成分の H_LV_L 信号は分離回路404cにより、さらに水平、垂直方向の周波数成分が各々2分割される。従って H_LV_L 出力は例えば垂直250本、水平解像度は1/4となる。これをLL信号と定義するとLL成分は圧縮部405aにより圧縮され、 D_{1-1} 信号として出力される。

【0288】一方、 H_LV_L の高域成分の3成分は合成器772cにより1つのLH信号に合成され、圧縮部405bにより圧縮され D_{1-2} 信号として出力される。この場合、分離回路404cと合成器772cの間に圧縮部を3つ設けてもよい。

【0289】高域成分の H_HV_H 、 H_LV_H 、 H_HV_L の3成分は合成器772aにより一つの H_HV_H -H信号となる。圧縮信号が垂直水平とも1000本の場合、この信号は水平、垂直方向に500本~1000本の成分をもつ。そして分離回路404bにより4つの成分に分離される。

【0290】従って H_LV_L 出力として水平、垂直方向の500本~750本の成分が分離される。これをHH信号とよぶ。そして H_HV_H 、 H_LV_H 、 H_HV_L の3成分は750本~1000本の成分をもち、合成器772bで合成され、HH信号となり圧縮部405dで圧縮され、 D_{2-2} 信号として出力される。一方LL信号は D_{2-1} 信号として出力される。従ってLL、つまり D_{1-1} 信号は例えば0本~250本以下の成分、LHつまり D_{1-2} 信号は250本以上500本以下の周波数成分HLつまり D_{2-1} 信号は500本以上750本以下の成分、HHつまり D_{2-2} 信号は750本以上1000本以下の周波数成

分をもつ。この分離回路3により階層型のデータ構造ができるという効果がある。この図93の分離回路3を用いて実施例2で説明した図87の送信機1の中の分離回路3の部分置きかえることにより、4層の階層型伝送ができる。

【0291】こうして階層型データ構造と階層型伝送を組み合わせるにより、C/Nの劣下に伴い段階的に画質が劣化する画像伝送が実現できる。これは放送においてはサービスエリアの拡大という大きな効果がある。次にこの信号を復調再生する受信機は実施例2で説明した図88の第2受信機と同じ構成と動作である。従って全体の動作は省略する。ただ映像信号を扱うため合成部37の構成がデータ送信と異なる。ここでは合成部37を詳しく説明する。

【0292】実施例2において図88の受信機のブロック図を用いて説明したように、受信した信号は復調され、エラー訂正され、 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} の4つの信号となり、合成部37に入力される。

【0293】ここで図94は合成部33のブロック図である。入力された D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号は伸長部523a、523b、523c、523dにおいて伸長され、図93の分離回路において説明したLL、LH、HL、HH信号となる。この信号は、元の映像信号の水平、垂直方向の帯域を1とするとLLは1/4、LL+LHは1/2、LL+LH+HLは3/4、LL+LH+HL+HHは1の帯域となる。LH信号は分離器531aにより分離され画像合成部548aにおいてLL信号と合成されて画像合成部548cの H_LV_L 端子に入力される。画像合成部531aの例の説明に関しては図32の画像デコーダ527で説明したので省略する。一方、HH信号は分離器531bにより分離され、画像合成部548bに入力される。HL信号は画像合成部548bにおいてHH信号と合成され、 H_HV_H -H信号となり分離器531cにより分離され、画像合成部548cにおいてLHとLLの合成信号と合成され、映像信号となり合成部33から出力される。そして図88の第2受信機の出力部36でTV信号となり出力される。この場合、原信号が垂直1050本、約1000本のHDTV信号ならば図91の受信妨害図に示した4つの受信条件により4つの画質のTV信号が受信される。

【0294】TV信号の画質を詳しく説明する。図91と図86を一つにまとめたのが図92の伝送階層構造図である。このようにC/Nの向上とともに受信領域862d、862c、862b、862aにおいて D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} と次々と再生できる階層チャンネルが追加されデータ量が増える。

【0295】映像信号の階層伝送の場合図95伝送階層構造図のようにC/Nの向上とともにLL、LH、HL、HH信号の階層チャンネルが再生されるようになる。従って送信アンテナからの距離が近づくにつれ、画

質が向上する。 $L=L_d$ の時 L 信号、 $L=L_c$ の時 $L+L_H$ 信号、 $L=L_b$ の時 $L+L_H+H_L$ 信号、 $L=L_a$ の時 $L+L_H+H_L+H_H$ 信号が再生される。従って、原信号の帯域を1とすると $1/4$ 、 $1/2$ 、 $3/4$ 、1の帯域の画質が各々の受信地域で得られる。原信号が垂直走査線1000本のHDTVの場合、250本、500本、750本、1000本のTV信号が得られる。このようにして段階的に画質が劣化する階層型映像伝送が可能となる。図96は従来のデジタルHDTV放送の場合の受信妨害図である。図から明らかなように従来方式ではCNがV以下でTV信号の再生は全く不可能となる。従ってサービスエリア距離Rの内側においても他局との競合地域、ビルかげ等では×印で示すように受信できない。図97は本発明を用いたHDTVの階層放送の受信状態図を示す。図97に示すように、距離Laで $C/N=a$ 、Lbで $C/N=b$ 、Lcで $C/N=c$ 、Ldで $C/N=d$ となり各々の受信地域で250本、500本、750本、1000本の画質が得られる。距離La以内でも C/N が劣下し、HDTVの画質そのものでは再生できない地域が存在する。しかし、その場合でも画質が落ちるものの再生はできる。例えばビルかげのB地点では750本、電車内のD地点では250本、ゴーストを受けるF地点では750本、自動車内のG地点では250本、他局との競合地域であるL地点でも250本の画質で再生できる。以上のようにして本発明の階層伝送を用いることにより従来提案されている方式では受信再生できなかった地域でも受信できるようになり、TV局のサービスエリアが大巾に拡大するという著しい効果がある。また、図98の階層伝送図に示すように D_{1-1} チャンネルでその地域のアナログ放送と同じ番組の番組Dを放送し、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} チャンネルで他の番組C、B、Aを放送することにより、番組Dのサイマルキャストを全地域で確実に放送し、サイマルキャストの役割を果たしながら他の3つの番組をサービスするという多番組化の効果も得られる。

【0296】(実施例8)以下、第7の実施例を図面に基づき説明する。実施例8は本発明の階層型伝送方式をセルラー電話システムの送受信機に応用したものである。図115の携帯電話機の送受信機のブロック図においてマイク762から入力された通話者の音声は圧縮部405により前述した階層構造のデータ D_1 、 D_2 、 D_3 に圧縮符号化され、時分割部765においてタイミングに基づき所定のタイムスロットに時間分割され、変調器4において前述のSRQAM等の階層型の変調を受け1つの搬送波にのり、アンテナ共用器764を経てアンテナ22より送信され、後述する基地局で受信され、他の基地局もしくは電話局に送信され、他の電話と交信できる。

【0297】一方、他の電話からの交信信号は基地局からの送信電波としてアンテナ22により受信される。こ

の受信信号はSRQAM等の階層型の復調器45において、 D_1 、 D_2 、 D_3 のデータとして復調される。復調信号からはタイミング回路767においてタイミング信号が検出され、このタイミング信号は時分割部765に送られる。復調信号 D_1 、 D_2 、 D_3 は伸長部503において伸長され音声信号になり、スピーカ65に送られ、音声となる。

【0298】次に図116の基地局のブロック図にあるように六角形もしくは円形の3つの受信セル768、769、770、の各中心部にある基地局771、772、773は図115と同様の送受信機761a~761jを複数個もち、送受信機の数と同じチャンネル数のデータを送受信する。各基地局に接続された基地局制御部774は各基地局の通信のトラフィック量を常に監視し、これに応じて各基地局へのチャンネル周波数の割り当てや各基地局の受信セルの大きさの制御等の全体システムのコントロールを行う。

【0299】図117の従来方式の通信容量トラフィック分布図に示すようにQPSK等の従来方式のデジタル通信方式では受信セル768、770のAchの伝送容量は $d=A$ の図に示すように同波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ のデータ774d、774bと $d=B$ の図のデータ774cを合わせたデータ774dなり、どの地点においても $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の様な周波数利用効率である。一方、実際の都市部は密集地775a、775b、775cのようにビルの集中したところは人口密度が高く、交信トラフィック量もデータ774eに示すようにピークを示す。周辺のそれ以外の地域では交信量は少ない。実際のトラフィック量TFのデータ774eに対して従来のセルラー電話の容量はデータ774dに示すように全地域、同じ $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の周波数効率であった。つまりトラフィック量の少ないところにも多いところと同じ周波数効率を適用しているという効率の悪さがあった。従来方式ではトラフィック量の多い地域には周波数割り当てを多くしチャンネル数を増やしたり、受信セルの大きさを小さくして対応していた。しかし、チャンネル数を増やすには周波数スペクトルの制約があった。また従来方式の16QAM、64QAM等の多値化は送信電力を増加させた。受信セルの大きさを小さくし、セル数を増やすことは基地局の数の増加を招き、設置コストを増大させる。以上の問題点がある。

【0300】理想的にはトラフィック量の多い地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には低くすることがシステム全体の効率を高められる。本発明の階層型伝送方式の採用により以上のことを実現できる。このことを図118の本発明の実施例8における通信容量・トラフィック分布図を用いて説明する。図118の分布図は上から順に受信セル770B、768、769、770、770aのA-A'線上の通信容量を示

す。受信セル768, 770はチャンネル群A受信セル770b, 769, 770aはチャンネル群Aと重複しないチャンネル群Bの周波数を利用している。これらのチャンネルは各受信セルのトラフィック量に応じて図116の基地局制御器774により、チャンネル数が増減させられる。さて図118において $d=A$ はAチャンネルの通信容量の分布を示す。 $d=B$ はBチャンネルの通信容量、 $d=A+B$ は全チャンネルを加算した通信容量、TFは通信トラフィック量、Pは建物と人口の分布を示す。受信セル768, 769, 770では前の実施例で説明したSRQAM等の多層の階層型伝送方式を用いているためデータ776a, 776b, 776cに示すように、QPSKの周波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の3倍の $6\text{ bit}/\text{Hz}$ を基地局周辺部では得られる。周辺部にいくに従い $4\text{ bit}/\text{Hz}$, $2\text{ bit}/\text{Hz}$ と減少する。送信パワーを増やさない点線777a, b, cに示すQPSKの受信セルの大きさに比べて $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の領域が狭くなるが、基地局の送信パワーを若干上げるにより同等の受信セルの大きさが得られる。64SRQAM対応の子局は基地局から遠いところではSRQAMのシフト量を $S=1$ にした変形QPSKで送受信し、近いところでは16SRQAM、さらに近傍では64SRQAMで送受信する。従ってQPSKに比べて最大送信パワーが増加することはない。また、回路を簡単にした図121のブロック図に示すような4SRQAMの送受信機も互換性を保ちながら他の電話と交信できる。図122のブロック図に示す16SRQAMの場合も同様である。従って3つの変調方式の子機が存在する。携帯電話の場合小型計量性が重要である。4SRQAMの場合周波数利用効率が下がるため通話料金は高くなるが、回路が簡単になるため小型軽量化が要求されるユーザーには適している。こうして本方式は幅広い用途に対応できる。

【0301】以上のようにして図118の $d=A+B$ のような容量の異なる分布をもつ伝送システムができる。TFのトラフィック量に合わせて基地局を設置することにより、総合的な周波数利用効率が向上するという大きな効果がある。特にセルの小さいマイクロセル方式は多くのサブ基地局を設置できるためサブ基地局をトラフィックの多い個所に設置しやすいため本発明の効果が高い。

【0302】次に図119のデータの時間配置図を用いて各タイムスロットのデータ配置を説明する。図119(a)は従来方式のタイムスロット、図119(b)は実施例8のタイムスロットを示す。図119(a)に示すように従来方式の送受信別周波数方式はDownつまり基地局から子局への送信の時に周波数Aで時間のスロット780aで同期信号Sを送り、スロット780b, 780c, 780dで各々A, B, Cチャンネルの子機への送信信号を送る。次にUpつまり子機から基地局

へ送る場合、周波数Bで時間スロット781a, 781b, 781c, 781dに各々同期信号、a, b, cチャンネルを送信信号する。

【0303】本発明の場合、図119(b)に示すように前述の64SRQAM等の階層型伝送方式を用いているため D_1, D_2, D_3 の各々の $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の3つの階層データをもつ。 A_1, A_2 データは16SRQAMで送るためスロット782b, 782cとスロット783b, 783cに示すように約2倍のデータレートとなる。同一音質で送る場合半分の時間で送れる。従ってタイムスロット782b, 782cは半分の時間になる。こうして2倍の伝送容量が図118の776cの第2階層の地域つまり基地局の近傍で得られる。同様に、タイムスロット782g, 783gでは E_1 データの送受信が64SRQAMで行われる。約3倍の伝送容量をもつため、同一タイムスロットで3倍の E_1, E_2, E_3 の3チャンネルが確保できる。この場合基地局のさらに近傍地域で送受信することが要求される。このようにして最大約3倍の通話が同一周波数帯で得られるという効果がある。但し、この場合は基地局の近傍でこのままの通話が行われた場合で、実際はこの数字より低い。また実際の伝送効率は90%程度に落ちる。本発明の効果を上げるためには、トラフィック量の地域分布と本発明による伝送容量分布が一致することが望ましい。しかし、図118のTFの図に示すように実際の都市においてはビル街を中心として緑地帯が周辺に配置されている。郊外においても住宅地の周辺に田畑や森が配置されている。従ってTFの図に近い分布をしている。従って本発明を適用する効果が高い。

【0304】図120のTDMA方式タイムスロット図で(a)は従来方式(b)は本発明の方式を示す。図120(a)に示すように、同一周波数帯でタイムスロット786a, 786bで各々A, Bチャンネルの子機への送信を行い、タイムスロット787a, 787bで各々A, Bチャンネルの子機からの送信を行う。図120(b)に示すように、本発明の場合16SRQAMの場合スロット788aで A_1 チャンネルの受信を行い、スロット788cで A_1 チャンネルの送信を行う。タイムスロット巾は約 $1/2$ になる。64SRQAMの場合スロット788iで D_1 チャンネルの受信を行い、スロット788jで D_1 チャンネルの送信を行う。タイムスロット巾は約 $1/3$ になる。

【0305】特に消費電力を下げるためにスロット788pにおいて $1/2$ のタイムスロットで16SRQAMの E_1 の受信を行うが、送信はスロット788rで通常のタイムスロット4SRQAMで行う。16SRQAMより4SRQAMの方が消費電力が少ないため、送信時の電力消費が少なくなるという効果がある。ただし、占有時間が長い分だけ通信料金は高くなる。バッテリーの小さい小型軽量の携帯電話やバッテリー残量が少ない時に

効果が高い。

【0306】以上のようにして実際のトラフィック分布に合わせて伝送容量分布を設定できるため実質的な伝送容量が高めることができるという効果がある。また3つもしくは2つの伝送容量の伝送容量を基地局、子局が選択できるため周波数効率を下げ消費電力を下げたり逆に効率を上げて通話料金を下げたり自由度が高く、様々な効果が得られる。また、伝送容量の低い4SRQAM等の方式により、回路を簡単にして小型化、低コスト化をした子機も設定できる。この場合、前の実施例で説明したように全ての機種間の伝送互換性がとれる点が本発明の特徴の一つである。こうして伝送容量の増大とともに超小型機から高機能機までの幅広い機種展開が計れる。

【0307】(実施例9)以下第9の実施例を図面に基づき説明する。実施例9は本発明をOFDM伝送方式に適用したものである。図123のOFDM送受信機のブロック図と図124のOFDMの動作原理図を示す。OFDMの一種であるOFDMは隣接するキャリアを直交させることにより、一般のFDMより周波数帯の利用効率が良い。またゴースト等のマルチパス妨害に強いためデジタル音楽放送用やデジタルTV放送用に検討されている。図124のOFDMの原理図に示すようにOFDMの場合入力信号を直列並列変換部791で周波数軸793上にデータを1/t sの間隔で配置し、サブチャンネル794a~eを作成する。この信号を逆FFT器40をもつ変調器4で時間軸799へ逆FFT変換し、送信信号795を作る。t sの有効シンボル期間796の期間の間、この逆FFTされた信号は送信され、各シンボルの間にはt gのガード期間797が設けられる。

【0308】図123のOFDM-CCDMハイブリッド方式のブロック図を用いてHDTV信号を送受信する場合の実施例9の動作を説明する。入力されたHDTV信号は画像エンコーダ401により低域D₁₋₁と(中域-低域)D₁₋₂と(高域-中域-低域)D₂の3層の階層構造の画像信号に分離され、入力部742に入力される。第1データ列入力部743において、D₁₋₁信号はCode gainの高いECC符号化をされ、D₁₋₂信号は通常のコードゲインのECCの符号化をされる。D₁₋₁とD₂はTDM部743により、時間分割多重化され、D₁信号になり、変調器852aのD₁直列並列変換器791aに入力される。D₁信号はn個の並列データとなり、nケのC-CDM変調器4a、4b...の第1入力部に入力される。

【0309】一方、高域成分信号のD₂は入力部742の第2データ列入力部744においてECC部744aにおいてECC(Error Correction Code)符号化されトレリスエンコーダ744bにおいてトレリス符号化され、変調器852aのD₂直列並列変換器791bに入力され、nケの並列データとなり、C-CDM変調器4a、

4b...の第2入力部に入力される。第1入力部のD₁データと第2入力部のD₂データにより各々のC-CDM変調器4a、4b、4c...において16SRQAM等にC-CDM変調される。このnケのC-CDM変調器は各々の異なる周波数のキャリアをもつとともに隣接するキャリアは図124の794a、794b、794c...に示すように直交しながら周波数軸上793上にある。こうして、C-CDM変調されたnケの変調信号は、逆FFT回路40により、周波数軸ディメンション793から時間軸のディメンション790に写像され、t sの実効シンボル長の時間信号796a、796b等になる。実効シンボル時間帯796aと796bの間にはマルチパス妨害を減らすためT g秒のガード時間帯797aが設けられている。これを時間軸と信号レベルで表現したものが、図129の時間軸-信号レベル図であり、ガード時間帯797aのT gはマルチパスの影響時間から用途に応じて決定される。TVゴースト等のマルチパスの影響時間より長くT gを設定することにより受信時に逆FFT回路40からの変調信号は並列直列コンバータ40bにより、一つの信号となり送信部5により、RF信号となり送信される。

【0310】次に、受信機43の動作を述べる。図124の時間軸シンボル信号796eに示す。受信信号は図123の入力部24に入力され、変調部852bに入力され、デジタル化され、FFT部40aにより、フーリエ係数に展開され、図124に示すように時間軸799から周波数軸793aに写像される。図124の時間軸シンボル信号から、周波数軸の信号のキャリア794a、794b等に変換される。これらのキャリアは互いに直交しているため、各々の変調信号が分離できる。図125(b)に示す16SRQAM等が復調され、各々のC-CDM復調器45a、45b等に送られる。そして、C-CDM復調器45の各々のC-CDM復調部45a、b等において、階層型に復調されD₁、D₂のサブ信号が復調され、D₁並列直列コンバータ852aとD₂並列直列コンバータ852bにより、直列信号となり元のD₁、D₂信号が復調される。この場合、図125(b)に示すようなC-CDMを用いた階層伝送方式を用いているため、C/N値の悪い受信条件では、D₁信号のみが復調され、よい受信条件では、D₁とD₂信号の両方が復調される。復調されたD₁信号は出力部757において復調される。D₁₋₂信号に比べてD₁₋₁信号エラー訂正のコードゲインが高いため、D₁₋₁信号のエラー信号がより受信条件の悪い条件でも再生される。D₁₋₁信号は第1-1画像デコーダ402cによりLDTVの低域信号となり、D₁₋₂信号は第1-2画像デコーダ402dによりEDTVの中域成分の信号となり、出力される。

【0311】D₂信号はトレリス復号され、第2画像デコーダ402bにより、HDTVの高域成分となり出力

される。上記の低域信号のみではLDTVが出力され、上記中域成分を加えることにより、ワイドNTSCグレードのEDTV信号が出力され、さらに上記高域成分を加えることによりHDTV信号が合成される。前の実施例と同様、受信C/Nに応じた画質のTV信号が受信できる。実施例9の場合はOFDMとC-CDMを組み合わせることで、OFDMそのものでは、実現できない階層型伝送を実現できる。図130のエラーレートC/Nに示すように従来のOFDM-TCM変調信号の曲線805に対して、本発明のC-CDM-OFDM方式はサブチャンネル1 807aはエラーレートが下がりサブチャンネル2 807bはエラーレートが上がる。こうして階層型が実現する。

【0312】OFDMは確かにガード期間T_g中にマルチパスの干渉信号を収めているためTVゴースト等のマルチパスに強い。従って、自動車のTV受信機用のデジタルTV放送用に用いることができる。しかし、階層型伝送ではないため、ある一定のC/Nのスレシホールド以下では受信できない。本発明のC-CDMと組み合わせることにより、マルチパスに強くかつC/Nの劣化に応じた画像受信(Gradiational Degradation)の2つが実現できる。自動車内でTV受信をする時、単にマルチパスだけでなくC/N値も劣化する。従ってマルチパス対策だけではTV放送局のサービスエリアはさほど広がらない。しかし、階層型伝送のC-CDMと組み合わせることにより、C/Nがかなり劣化してもLDTVグレードで受信できる。一方、自動車用TVの場合、画面サイズは通常100寸以下であるため、LDTVグレードで十分な画質が得られる。自動車TVのLDTVグレードのサービスエリアが大巾に拡大するという効果がある。OFDMをHDTVの全帯域に使うと現時点の半導体技術ではDSPの回路規模が大きくなる。そこで低域TV信号のD₁₋₁のみをOFDMで送る方法を示す。図138のブロック図に示すように、HDTVの中域成分と高域成分のD₁₋₂とD₂信号の2つを本発明のC-CDM多重化し、FDM40Dにより周波数帯Aで送信する。一方受信機側で受信した信号はFDM40eにより周波数分離され、本発明のC-CDM復調器4bで復調され、図123と同様にしてHDTVの中域成分と高域成分が再生される。この場合の画像デコーダーの動作は実施例1, 2, 3と同じであるため省略する。

【0313】次にHDTVのMPEG1グレードの低域信号であるD₁₋₁信号は直列並列コンバーター791により並列信号となりOFDM変換器852Cの中でQPSKや16QAMの変調を受け、逆FFT器40により時間軸の信号に変換されFDM40dにより周波数帯Bで送信される。

【0314】一方、受信機43で受信された信号はFDM部40eにおいて周波数分離され、OFDM復調部852dにおいてFFT40aにより多くの周波数軸の信

号となり、各々の復調器45a, 45b等により復調され、並列直列コンバータ852aによりD₁₋₁信号が復調され、図123と同様にして、LDTVグレードのD₁₋₁信号が受信機43から出力される。

【0315】こうして、LDTV信号のみがOFDMされた階層伝送が実現する。図138の方法を用いることにより、OFDMの複雑な回路はLDTV信号のみでよい。HDTV信号に比べてLDTV信号は1/20のビットレートである。従ってOFDMの回路規模は1/20になり、全体の回路規模は大巾に小さくなる。

【0316】OFDMはマルチパスに強い伝送方式で携帯TVや自動車TVの受信時や自動車のデジタル音楽放送受信時のような移動局でマルチパス妨害が大きく、かつ変動する用途を主目的として応用されようとしている。このような用途においては4インチから8インチの10インチ以下の小さい画面サイズが主流である。従ってHDTVやEDTVのような高解像度TV信号全てをOFDM変調する方式はかかる費用の割には効果が低く、自動車TV用にはLDTVグレードのTV信号の受信で充分である。一方、家庭用TVのような固定局においてはマルチパスが常に一定であるため、マルチパス対策がとりやすい。このため強ゴースト地域以外はOFDMの効果は高くない。HDTVの中高域成分にOFDMを用いることはOFDMの回路規模が大きい現状では得策でない。従って本発明の図138に示すOFDMを低域TV信号のみに使用する方法は、自動車等の移動局において受信されるLDTVのマルチパス妨害を大巾に軽減するというOFDMの効果を失なわないで、OFDMの回路規模を1/10以下に大巾に削減できるという大きな効果がある。

【0317】なお、図138ではD₁₋₁のみをOFDM変調しているがD₁₋₁とD₁₋₂をOFDM変調することもできる。この場合、D₁₋₁とD₁₋₂はC-CDMの2階層伝送ができるため、自動車等の移動体においてもマルチパスに強い階層型伝送が実現し、移動体において、LDTVとSDTVが受信レベルやアンテナ感度に応じた画質の画像が受信できるというGradiational Degradationの効果が生まれる。

【0318】こうして本発明の階層伝送が可能となり、前述した様々な効果が得られる。OFDMの場合特にマルチパスに強い本発明の階層伝送と組み合わせることによりマルチパスに強くかつ受信レベルの劣化に応じたデータ伝送グレードの劣化が得られるという効果が得られる。

【0319】階層構造型伝送方式を実現する方法として、図126(a)に示すように、OFDMの各サブチャンネル794a~cを第1層801aとしサブチャンネル794d~fを第2層801bとし中間にfgなる周波数ガード帯802aを設け、図126(b)に示すようにPgなる電力差802bを設けることにより、第

1層801aと第2層801bの送信電力を差別化できる。

【0320】これを利用すると、前に説明した図108(d)に示すようにアナログTV放送に妨害を与えない範囲で第1層801aの電力を増やすことができる。この場合図108(e)に示すように第1層801aの受信可能なC/N値のスレシホールド値は第2層801bに比べて低くなる。従って信号レベルの低い地域やノイズの多い地域においても第1層801aの受信が可能となるという効果が得られる。図147に示すように二層の階層伝送が実現する。これをPower-Weighted-OFDM方式(PW-OFDM)と本文では呼ぶ。この本実施例のPW-OFDMに前述の本発明のC-CDM方式を組み合わせることにより、図108(e)に示すように階層は増え3層になり、より受信可能地域が広がるという効果がある。

【0321】具体的な回路は、図144に示すように第1層データは第1データ列回路791aを介して振幅の大きい変調器4a~4cでキャリア $f_1 \sim f_3$ で逆FFT40によりOFDM変調し、第2層データは第2データ列回路791bを介して通常の振幅の変調器4d~4fでキャリア $f_1 \sim f_3$ で逆FFT40によりOFDM変調し送信する。

【0322】受信信号は受信機43のFFT40aにより $f_1 \sim f_3$ のキャリアをもつ信号に分離され、キャリア $f_1 \sim f_3$ は復調器45a~45cにより第1データ列D₁つまり第1層801aが復調され、キャリア $f_1 \sim f_3$ からは第2データ列D₂つまり第2層801bが復調される。

【0323】第1層801aの電力は大きいため信号の弱い地域においても受信できる。こうしてPW-OFDMにより、2層の階層型伝送が実現する。PW-OFDMをC-CDMと組み合わせると3~4層の階層が実現する。なお図144の他の動作は図123のブロック図の場合と動作が同じであるため説明を省略する。

【0324】さて、次に本発明のTime-Weighted-OFDM(TW-OFDM)方式の階層化方式について述べる。OFDM方式は前に述べたように、ガード時間帯 t_g があるため、ゴーストつまりマルチパス信号の遅延時間 t_m が $t_m < t_g$ の条件式を満たせばゴーストの影響をなくすることができる。一般家庭のTV受信機のような固定局では t_m は数 μs と小さく、また、一定であるためキャンセルし易い。しかし、車載TV受信機のように移動局の場合は反射波が多いため、 t_m は大きく数十 μs 近くになるだけでなく、移動に伴い変化するためキャンセルが難しい。従ってマルチパスに対する階層化が必要になることが予想される。

【0325】本実施例の階層化の方法を述べると、図146に示すように第A層のガード時間 t_{ga} を第B層のガード時間 t_{gb} に比べて大きくとることによりA層のサブチャネルのシンボルはゴーストに対して強くな

る。こうしてガード時間のWeightingによりマルチパスに対する階層型伝送が実現する。この方式をGuard-Time-Weighted-OFDM(GTW-OFDM)と呼ぶ。さらに第A層と第B層のシンボル時間 T_s のシンボル数を同じ数に設定した場合、Aのシンボル時間 t_{sa} をBのシンボル時間 t_{sb} より大きくとる。するとこれにより周波数軸上においてA、Bのキャリアの間隔をそれぞれ Δf_a 、 Δf_b とすると $\Delta f_a > \Delta f_b$ である。このためBのシンボルに比べて、Aのシンボルを復調した場合のエラーレートは低くなる。こうしてシンボル時間 T_s のWeightingの差別化により第A層と第B層のマルチパスに対する2層の階層化が実現する。この方式をCarrier-Spacing-Weighted-OFDM(CSW-OFDM)と呼ぶ。GTW-OFDMを用いて2層の階層伝送を実現し、第A層にて低解像度のTV信号を、第B層で高域成分を送信することにより、車載TV受信機のようにゴーストの多い条件の受信でも低解像度TVの安定した受信が可能となる。またCSW-OFDMを用いたシンボル時間 t_s の差別化により第A層と第B層のC/Nに対する階層化をGTW-OFDMとを組み合わせることにより受信信号レベルの低い車載TVにおいてさらに安定した受信ができるという大きな効果が実現する。車載用途や携帯用途のTVにおいては高い解像度は要求されない。低解像度TV信号を含むシンボル時間の時間比率は小さいため、このガード時間のみを長くすることは全体の伝送効率をあまり下げない。従って本実施例のGTW-OFDMを用いて低解像度TV信号に重点を置いてマルチパス対策をすることにより伝送効率に殆ど影響を与えないで携帯TVや車載TVのような移動局と、家庭のTVのような固定局とを両立させた階層型TV放送を実現するという大きな効果がある。この場合前述のようにCSW-OFDMやC-CDMと組み合わせることによりC/Nにたいする階層化が加わりさらに安定した移動局の受信が可能となる。

【0326】具体的にマルチパスの影響を説明すると、図145(a)に示すように遅延時間が短いマルチパス810a~dの場合は第1送と第2層の信号が受信でき、HDTVの信号が復調できる。しかし、図145(b)に示すように長いマルチパス811a~dの場合は、第2層のB信号のガード時間、 T_{gb} が短いため復調できなくなる。この場合、第1層のA信号はガード時間 T_{ga} が長いので、遅延時間の長いマルチパスの影響を受けない。前述のようにB信号にはTVの高域成分が含まれており、A信号にはTVの低域成分が含まれているため、例えば車載用TVではLDTVが再生できる。さらに第1層のシンボル時間 T_{sa} を T_{sb} より大きくとっているためC/Nの劣化にも第1層は強い。

【0327】こうしてガード時間とシンボル時間の差別化をすることにより、OFDMの二次元の階層化が簡単な構成で可能となる。図123のような構成でガード時間差別化とC-CDMとを組み合わせることにより、マルチパスとC/N値劣化の双方の階層化が計れる。

【0328】ここで具体的な例を用いて詳しく述べる。マルチパス遅延時間 T_m は、 D/U 比が小さい程、直接波より反射波が多くなり、大きくなる。例えば図148に示すように $D/U < 30\text{ dB}$ では反射波の影響が大きくなり $30\mu\text{s}$ 以上になる。図148に示すように $50\mu\text{s}$ 以上の T_g をとることにより、一番悪い条件でも受信できる。従って図149(a)に具体的に示すようにTV信号1secに対して図149(b)に示す2msの周期のうち、各シンボルを第1層801a、第2層801b、第3層801cの3つの階層のグループに分け、図149(c)に示す。各々のグループのガード時間797a、797b、797cつまり $T_g a$ 、 $T_g b$ 、 $T_g c$ を例えば $50\mu\text{s}$ 、 $5\mu\text{s}$ 、 $1\mu\text{s}$ と重みづけをして設定することにより図150に示すような階層801a、801b、801cの3つの階層のマルチパスに関する階層型放送が実現する。全ての画質に対してGTW-OFDMを適用すると当然伝送効率は落ちてしまう。しかし、情報量の少ないLDTVの画質信号のみにGTW-OFDMのマルチパス対策をすることにより全体の伝送効率があまり落ちないという効果がある。特に第1層801aではガード時間 T_g を $30\mu\text{s}$ 以上の $50\mu\text{s}$ にとっているため、車載用TV受信機でも受信できる。回路は図127のブロック図に示したものをを用いる。特に車載用TVはLDTVグレードの画質で良いためMPEG1クラスの1Mbps程度の伝送容量でよい。従って図149に示したようにシンボル時間796aTsaを2msの周期に対して $200\mu\text{s}$ とれば2Mbpsとれるため良く、さらにシンボルレートを半分に下げても1Mbps近くになり、LDTVグレードの画質が得られるため本発明のCSW-OFDMにより伝送効率は若干落ちるがエラーレートが低くなる。特に本発明のC-CDMをGTW-OFDMと組み合わせた場合、伝送効率が低下しないため効果がさらに高い。図149では同じシンボル数に対してシンボル時間796a、796b、796cを $200\mu\text{s}$ 、 $150\mu\text{s}$ 、 $100\mu\text{s}$ に差別化している。従って第1層、第2層、第3層の順にエラーレートが高くなってゆく階層型伝送となっている。

【0329】同時にC/Nに対しても階層型伝送が実現する。図151に示すようにCSW-OFDMとCSW-OFDMの組み合わせにより、マルチパスとC/Nの2次元の階層型伝送が実現する。前述のようにCSW-OFDMと本発明のC-CDMを組み合わせても実現でき、この場合全体の伝送効率の低下が少ないという効果がある。第1層801aおよび第1-2層851a、第1-3層851aではマルチパス T_m が大きいかつC/Nが低い用途例えば車載用TV ReceiverにおいてもLDTVグレードの安定した受信ができる。第2層801bと第2-3層851bではサービスエリアのフリンジエリアのようにC/Nが低く、ゴーストの多い受

信地域の固定局において標準解像度のSDTVグレードの受信ができる。サービスエリアの半分以上を占める第3層801cではC/Nが高く、直接波が大きくゴーストが少ないためHDTVグレードの画質で受信できる。こうしてC/Nとマルチパスの2次元の階層型放送が実現する。このように大きな効果が本発明のGTW-OFDMとC-CDMの組み合わせまたは、GTW-OFDMとCSW-C-CDMの組み合わせにより得られる。従来はC/Nに対する階層型放送方式が提案されているが、本発明により、C/Nとマルチパスの2次元のマトリクス型の階層型放送が実現する。

【0330】C/Nの3層とマルチパスの3層の2次元の階層型放送の具体的なHDTV、SDTV、LDTVの3階層のTV信号の時間配置図を図152に示す。図に示すように1番マルチパスに強いA層の第1階層のロット796a1にはLDTVを配置し、次にマルチパスに強いロット796a2やC/N劣化に強いロット796b1にはSDTVの同期信号やアドレス信号等の重要なHP信号を配置する。B層の第2層、3層にはSDTVの一般信号つまりLP信号や、HDTVのHP信号を配置する。C層には1、2、3層にSDTV、EDTV、HDTV等の高域成分TV信号を配置する。

【0331】この場合CN劣化やマルチパスに強くすればするほど伝送レートが落ちるためTV信号の解像度が減少し、図153に示すように3次元のGraceful Degradationが実現するという従来にない効果が本発明により得られる。図153はCNR、マルチパス遅延時間、伝送レートの3つのパラメータにより本発明の3次元構造の階層型放送を表現したものである。

【0332】本発明のGTW-OFDMと前述の本発明のC-CDMの組み合わせまたは、GTW-OFDMとCSW-C-CDMの組み合わせにより2次元の階層構造が得られる例を用いて実施例を説明したがGTW-OFDMとPower-Weighted-OFDMの組み合わせや、GTW-OFDMと他のCNRの階層伝送方式と組み合わせても2次元の階層型放送は実現する。

【0333】本発明の階層型伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0334】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合は本発明のような階層型伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合50年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十

年後の将来において現時点においても製造された受信機がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存のNTSC放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

【0335】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【0336】また本発明の階層型伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルHDTV放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のNTSCとHDTV受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。またTV番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、実施例ではQPSKと16QAMと32QAMの変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAMや128QAMや256QAM等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。本発明とTDMを組み合わせることもできる。実施例を説明したが、FDM、CDMAや拡散通信方式を組み合わせることもできる。

【0337】本発明の階層型伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0338】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合は本発明のような階層型伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合50年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十年後の将来において現時点においても製造された受信機がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存のNTSC放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

【0339】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計

受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【0340】また本発明の階層型伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルHDTV放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のNTSCとHDTV受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。またTV番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、実施例では16QAMと32QAMの変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAMや128QAMや256QAM等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。

【0341】

【発明の効果】以上のように本発明は、信号入力部と、位相の異なる複数の搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上になる m 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ伝送を行う伝送装置において n 値の第1データ列と第2データ列を入力し、上記信号を n 個の信号点群に分割し、該信号点群の各々第1データ列のデータに割りあて上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあて、送信する送信機により信号を送信し、該送信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム上で p 値の信号点のQAM変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置において上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第1データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列のデータを復調再生し、受信装置を用いてデータを伝送することにより、例えば送信機1の変調器4により、 n 値の第1データ列と第2データ列と第3データ列を信号点群にデータを割りあてて変形 m 値のQAM変調信号を送信し、第1受信機23では、復調器25により n 値の第1データ列を、第2受信機33では第1データ列と第2データ列を、第3受信機43では第1データ列、第2データ列、第3データ列を復調することにより、効果として最大 m 値のデータを変調した多値変調波を $n < m$ なる n 値の復調能力しかない受信機でも n 値のデータを復調可能とした両立性と発展性のある伝送装置が得られる。さらに、QAM方式の信号点のうち最も原点に近い信号点とI軸もしくはQ軸との距離を f とした場合、この距離が $n > 1$ なる nf となるように上記信

号点をシフトさせることにより、階層型の伝送が可能となる。

【0342】この伝送系にNTSC信号を第1データ列、HDTVとNTSCとの差信号を第2データ列として送信することにより、衛星放送においてはNTSC放送とHDTV放送との両立性があり、情報量の拡張性の高いデジタル放送が可能となり、地上放送においてはサービスエリアの拡大と受信不能地域の解消という顕著な効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例における伝送装置のシステム全体を示す構成図

【図2】本発明の実施例1の送信機1のブロック図

【図3】本発明の実施例1の送信信号のベクトル図

【図4】本発明の実施例1の送信信号のベクトル図

【図5】本発明の実施例1の信号点へのコードの割り当て図

【図6】本発明の実施例1の信号点群へのコーディング図

【図7】本発明の実施例1の信号点群の中の信号点への 20 コーディング図

【図8】本発明の実施例1の信号点群と信号点へのコーディング図

【図9】本発明の実施例1の送信信号の信号点群の閾値状態図

【図10】本発明の実施例1の変形16値QAMのベクトル図

【図11】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_2 と送信電力比 n との関係図

【図12】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号 30 点の図

【図13】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_3 と送信電力比 n との関係図

【図14】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号群と副信号点群のベクトル図

【図15】本発明の実施例1の変形64値QAMの比率 A_1 、 A_2 の説明図

【図16】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_2 、 r_3 と送信電力比 n_{10} 、 n_{04} の関係図

【図17】本発明の実施例1のデジタル送信機のブロッ 40 ク図

【図18】本発明の実施例1の4PSK変調の信号スペースダイアグラム図

【図19】本発明の実施例1の第1受信機のブロック図

【図20】本発明の実施例1の4PSK変調の信号スペースダイアグラム図

【図21】本発明の実施例1の第2受信機のブロック図

【図22】本発明の実施例1の変形16値QAMの信号ベクトル図

【図23】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号 50

ベクトル図

【図24】本発明の実施例1のフローチャート

【図25】(a)は本発明の実施例1の8値QAMの信号ベクトル図

(b)は本発明の実施例1の16値QAMの信号ベクトル図

【図26】本発明の実施例1の第3受信機のブロック図

【図27】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号点の図

10 【図28】本発明の実施例1のフローチャート

【図29】本発明の実施例3における伝送システムの全体の構成図

【図30】本発明の実施例3の第1画像エンコーダのブロック図

【図31】本発明の実施例3の第1画像デコーダのブロック図

【図32】本発明の実施例3の第2画像デコーダのブロック図

【図33】本発明の実施例3の第3画像デコーダのブロック図

【図34】本発明の実施例3の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図

【図35】本発明の実施例3の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図

【図36】本発明の実施例3の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図

【図37】本発明の実施例4における伝送装置のシステム全体の構成図

【図38】本発明の実施例3における変形16QAMの信号点のベクトル図

【図39】本発明の実施例3における変形16QAMの信号点のベクトル図

【図40】本発明の実施例3における変形64QAMの信号点のベクトル図

【図41】本発明の実施例3の時間軸上の信号配置図

【図42】本発明の実施例3のTDMA方式の時間軸上の信号配置図

【図43】本発明の実施例3の搬送波再生回路のブロック図

【図44】本発明の実施例3の搬送波再生の原理図

【図45】本発明の実施例3の逆変調方式の搬送波再生回路のブロック図

【図46】本発明の実施例3の16QAM信号の信号点配置図

【図47】本発明の実施例3の64QAM信号の信号点配置図

【図48】本発明の実施例3の16通倍方式の搬送波再生回路のブロック図

【図49】本発明の実施例3の D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号の時間多重化の説明図

【図50】本発明の実施例3の D_{V1} 、 D_{H1} 、 D_{V2} 、 D_{H2} 、 D_{V3} 、 D_{H3} 信号のTDMA方式の時間多重化の説明図

【図51】本発明の実施例3の D_{V1} 、 D_{H1} 、 D_{V2} 、 D_{H2} 、 D_{V3} 、 D_{H3} 信号のTDMA方式の時間多重化の説明図

【図52】本発明の実施例4における従来方式の受信妨害領域図

【図53】本発明の実施例4における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図54】本発明の実施例4における従来方式の受信妨害領域図

【図55】本発明の実施例4における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図56】本発明の実施例4におけるデジタル放送局2局の受信妨害領域図

【図57】本発明の実施例5における変形4ASK信号の信号点配置図

【図58】本発明の実施例5における変形4ASKの信号点配置図

【図59】(a)は本発明の実施例5における変形4ASKの信号点配置図

(b)は本発明の実施例5における変形4ASKの信号点配置図

【図60】本発明の実施例5における低いC/N値の場合の変形4ASK信号の信号点配置図

【図61】本発明の実施例5における送信機のブロック図

【図62】(a)は本発明の実施例5におけるASK変調信号の周波数分布図

(b)は本発明の実施例5におけるASK変調信号の周波数分布図

【図63】本発明の実施例5における受信機のブロック図

【図64】本発明の実施例5における映像信号送信機のブロック図

【図65】本発明の実施例5におけるTV受信機全体のブロック図

【図66】本発明の実施例5における別のTV受信機のブロック図

【図67】本発明の実施例5における衛星・地上TV受信機のブロック図

【図68】本発明の実施例5における8値ASK信号の信号点配置図

【図69】本発明の実施例5における画像エンコーダの別のブロック図

【図70】本発明の実施例5における分離回路1つの画像エンコーダのブロック図

【図71】本発明の実施例5における画像デコーダのブロック図

【図72】本発明の実施例5における合成器1つの画像デコーダのブロック図

【図73】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図74】(a)は本発明による実施例5の画像デコーダのブロック図

(b)は本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図75】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

10 【図76】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図77】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図78】本発明による実施例5の画像デコーダのブロック図

【図79】本発明による実施例5の3階層の送信信号の時間配置図

【図80】本発明による実施例5の画像デコーダのブロック図

20 【図81】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図82】本発明による実施例5のD1の画像デコーダのブロック図

【図83】本発明による実施例5の周波数変調信号の周波数-時間図

【図84】本発明による実施例5の磁気記録再生装置のブロック図

【図85】本発明による実施例2のC/Nと階層番号の関係図

30 【図86】本発明による実施例2の伝送距離とC/Nの関係図

【図87】本発明による実施例2の送信機のブロック図

【図88】本発明による実施例2の受信機のブロック図

【図89】本発明による実施例2のC/N-エラーレートの関係図

【図90】本発明による実施例5の3階層の受信妨害領域図

【図91】本発明による実施例6の4階層の受信妨害領域図

40 【図92】本発明による実施例6の階層伝送図

【図93】本発明による実施例6の分離回路のブロック図

【図94】本発明による実施例6の合成部のブロック図

【図95】本発明による実施例6の伝送階層構造図

【図96】従来方式のデジタルTV放送の受信状態図

【図97】本発明による実施例6のデジタルTV階層放送の受信状態図

【図98】本発明による実施例6の伝送階層構造図

【図99】本発明による実施例3の16SRQAMのベ

【図100】本発明による実施例3の32SRQAMのベクトル図
 【図101】本発明による実施例3のC/N-エラーレートの関係図
 【図102】本発明による実施例3のC/N-エラーレートの関係図
 【図103】本発明による実施例3のシフト量nと伝送に必要なC/Nの関係図
 【図104】本発明による実施例3のシフト量nと伝送に必要なC/Nの関係図
 【図105】本発明による実施例3の地上放送時の送信アンテナからの距離と信号レベルとの関係図
 【図106】本発明による実施例3の32SRQAMのサービスエリア図
 【図107】本発明による実施例3の32SRQAMのサービスエリア図
 【図108】(a)従来のTV信号の周波数分布図
 (b)従来の二階層のTV信号の周波数分布図
 (c)本発明の実施例3のスレシホールド値を現す図
 (d)実施例9の2階層のOFDMのキャリア群の周波数分布図
 (e)実施例9の3改装のOFDMの3つのスレシホールド値を示す図
 【図109】本発明による実施例3のTV信号時間配置図
 【図110】本発明による実施例3のC-CDMの原理図
 【図111】本発明による実施例3の符号割り当て図
 【図112】本発明による実施例3の36QAMを拡張した場合の符号割り当て図
 【図113】本発明による実施例5の変調信号周波数配置図
 【図114】本発明による実施例5の磁気記録再生装置のブロック図
 【図115】本発明による実施例7の携帯電話の送受信機のブロック図
 【図116】本発明による実施例7の基地局のブロック図
 【図117】従来方式の通信容量とトラフィックの分布図
 【図118】本発明による実施例7の通信容量とトラフィックの分布図
 【図119】(a)従来方式のタイムスロット配置図
 (b)本発明による実施例7のタイムスロット配置図
 【図120】(a)従来方式のTDMA方式タイムスロット配置図
 (b)本発明による実施例7のTDMA方式タイムスロット配置図
 【図121】本発明による実施例7の1階層の送受信機のブロック図

【図122】本発明による実施例7の2階層の送受信機のブロック図
 【図123】本発明による実施例8のOFDM方式送受信機のブロック図
 【図124】本発明による実施例8のOFDM方式の動作原理図
 【図125】(a)従来方式の変調信号の周波数配置図
 (b)本発明による実施例8の変調信号の周波数配置図
 【図126】(a)実施例9におけるOFDMのWeightingしない状態を示す図
 (b)実施例9における送信電力によりWeightingした2階層のOFDMの2つのサブチャンネルを示す図
 (c)実施例9におけるキャリア間隔を二倍にWeightingしたOFDMの周波数分布図
 (e)実施例9におけるWeightingしないキャリア間隔のOFDMの周波数分布図
 【図127】本発明による実施例9の送受信機のブロック図
 【図128】実施例5のトレリスエンコーダーのブロック図
 【図129】実施例9の実効シンボル期間とガード期間の時間配置図
 【図130】従来例と実施例9のC/N対エラーレートの関係図
 【図131】実施例5の磁気記録再生装置のブロック図
 【図132】実施例5の磁気テープ上のトラックの記録フォーマットとヘッドの走行図
 【図133】実施例3の送受信機のブロック図
 【図134】従来例の放送方式の周波数配置図
 【図135】実施例3の3層の階層型伝送方式を用いた場合のサービスエリアと画質の関係図
 【図136】実施例3の階層型伝送方式とFDMを組み合わせた場合の周波数配置図
 【図137】実施例3におけるトレリス符号化を用いた場合の送受信機のブロック図
 【図138】実施例9における1部の低域信号をOFDMで伝送する場合の送受信機のブロック図
 【図139】実施例1における8-PS-APSKの信号点配置図
 【図140】実施例1における16-PS-APSKの信号点配置図
 【図141】実施例1における8-PS-PSKの信号点配置図
 【図142】実施例1における16-PS-PSK(P型)の信号点配置図
 【図143】実施例1における衛星アンテナの半径と伝送容量との関係図
 【図144】実施例9におけるWeighted OFDM送受信機のブロック図
 【図145】(a)実施例9におけるマルチパスの短い

場合のガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の波形図

(b) 実施例 9 におけるマルチパスの長い場合のガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の波形図

【図 146】 (a) 実施例 9 におけるガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の原理図

【図 147】 実施例 9 における電力重み付けによる 2 階層伝送方式のサブチャンネル配置図

【図 148】 実施例 9 における D/V 化とマルチパス遅延時間とガード時間の関係図

【図 149】 (a) 実施例 9 における、各階層のタイムスロット図

(b) 実施例 9 における、各階層のガード時間の時間分布図

(c) 実施例 9 における、各階層のガード時間の時間分布図

【図 150】 実施例 9 のマルチパス遅延時間と伝送レート図の関係図におけるマルチパスに対する 3 階層の階層型放送方式の説明図

【図 151】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM (又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、遅延時間と CN 値の関係図における 2 次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

【図 152】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM

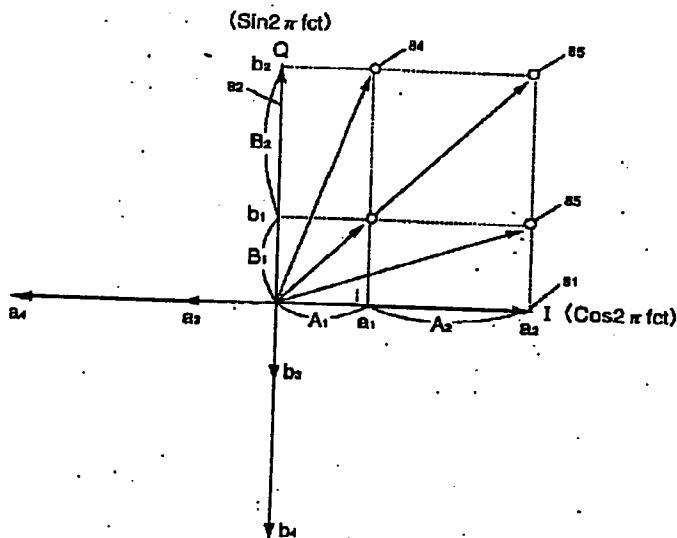
(又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、各タイムスロットにおける 3 階層の TV 信号の時間配置図

【図 153】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM (又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、マルチパス信号遅延時間と CN 値と伝送レートの関係図における 3 次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

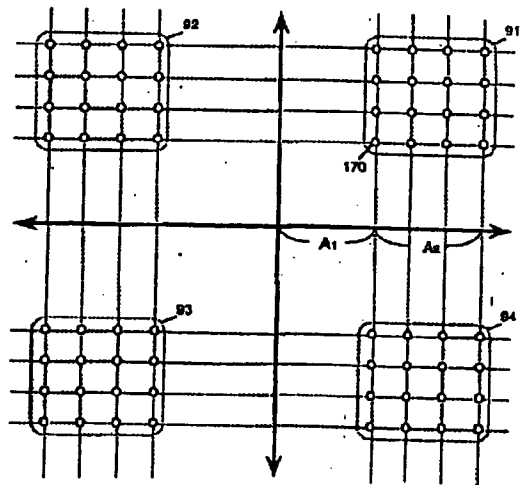
【符号の説明】

- 1 送信機
- 4 変調器
- 10 6 アンテナ
- 6 a 地上アンテナ
- 10 衛星
- 12 中継器
- 23 第 1 受信機
- 25 復調器
- 33 第 2 受信機
- 35 復調器
- 43 第 3 受信機
- 51 デジタル送信機
- 85 信号点
- 91 第 1 分割信号点群
- 401 第 1 画像エンコーダー
- 703 SRQAM の受信可能地域

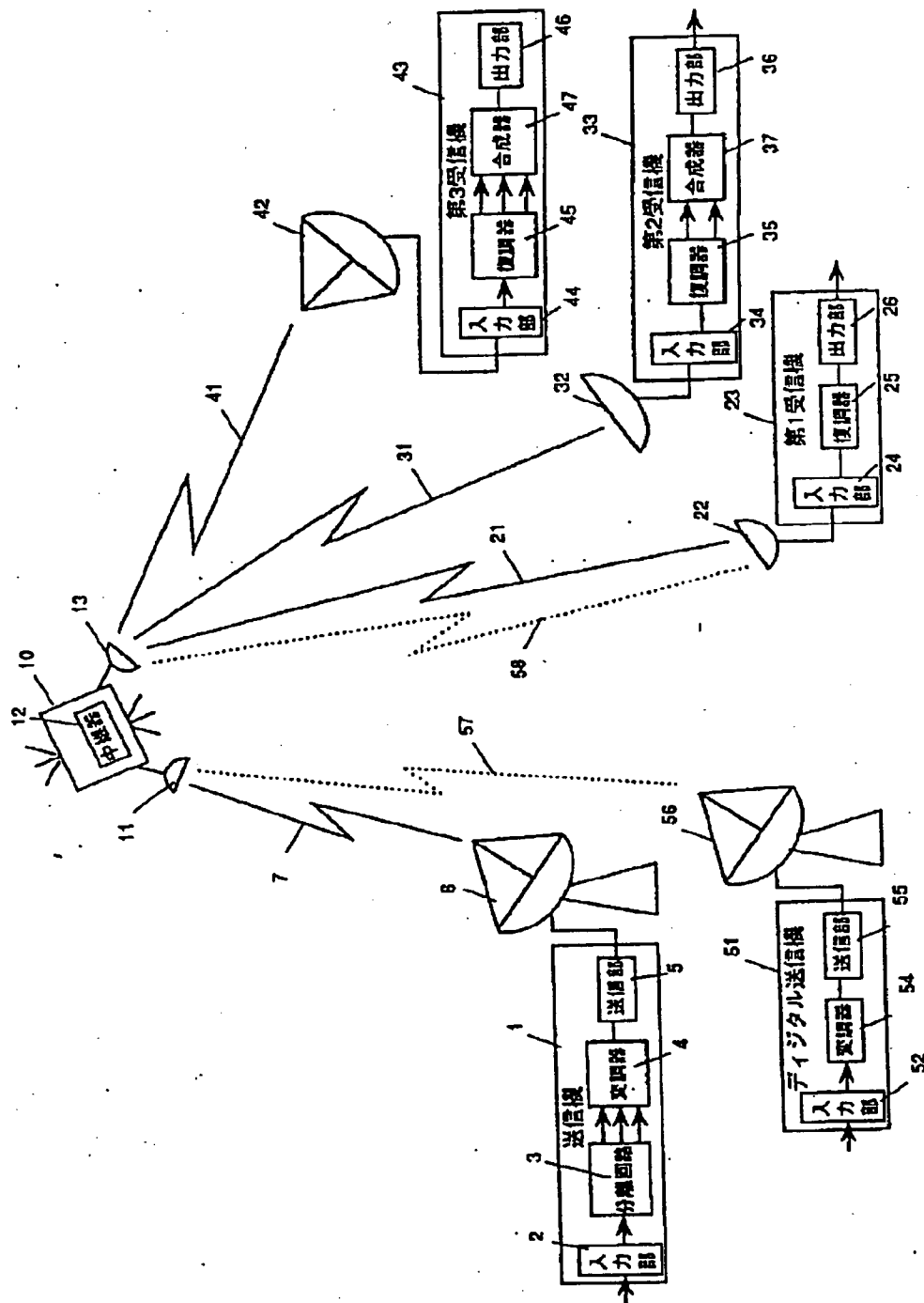
【図 3】



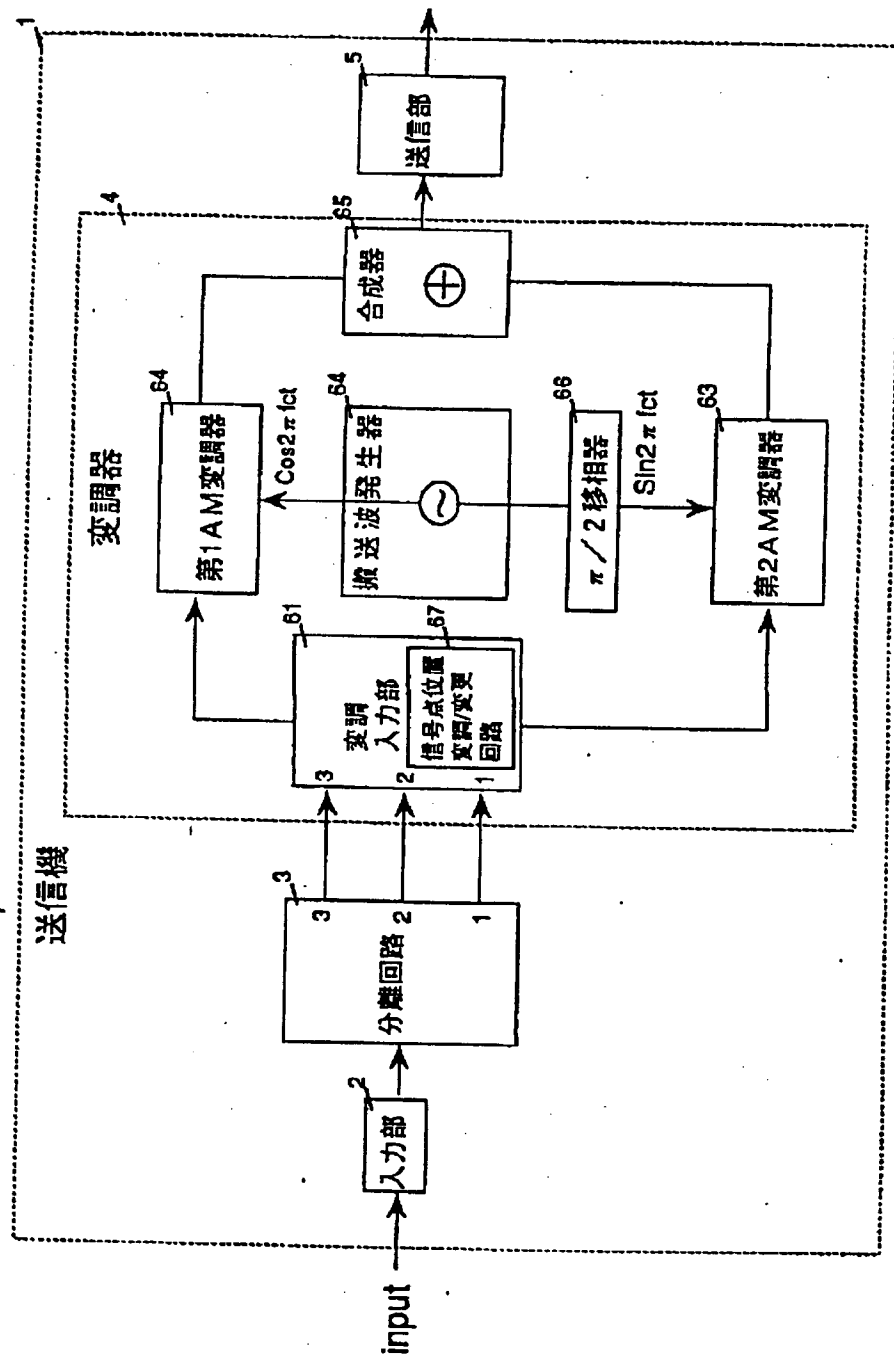
【図 12】



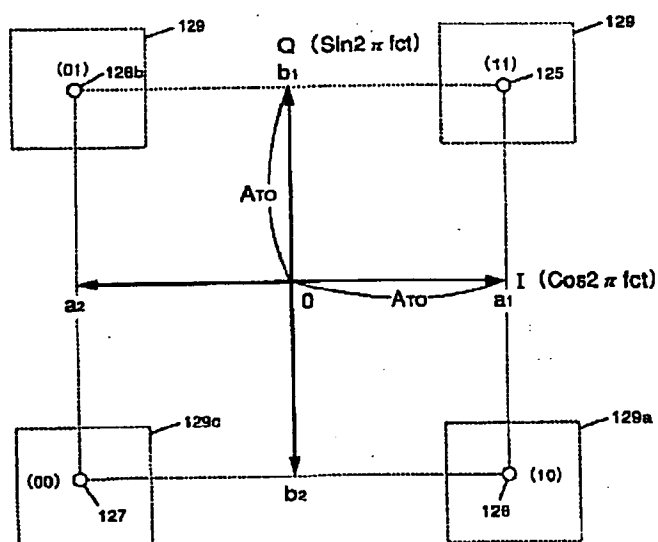
【図1】



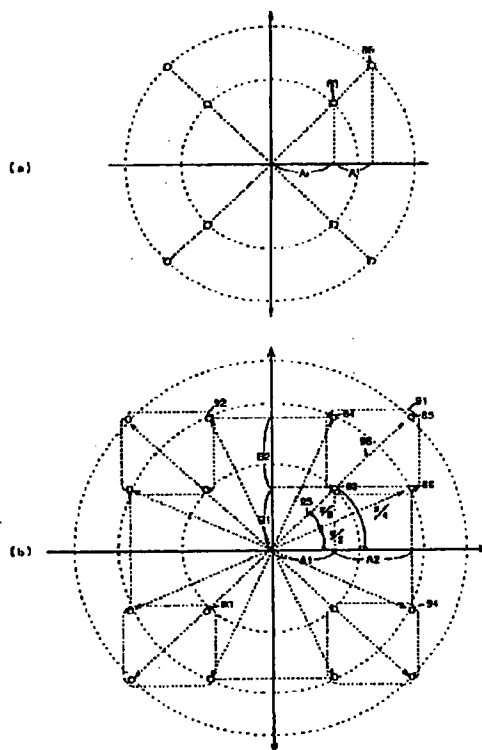
【図2】



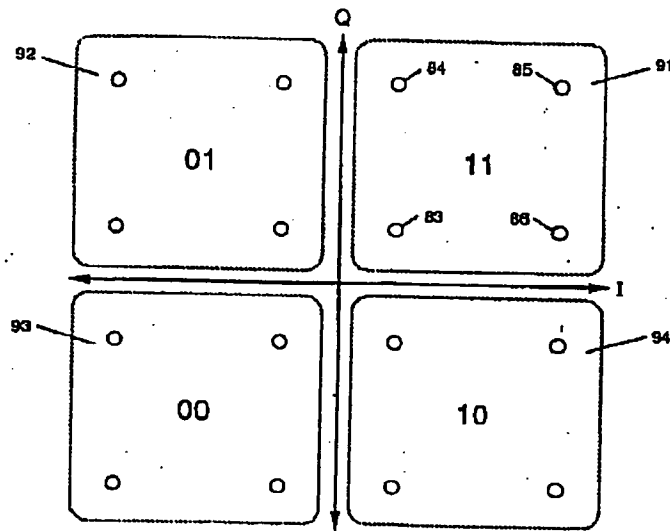
【图 18】



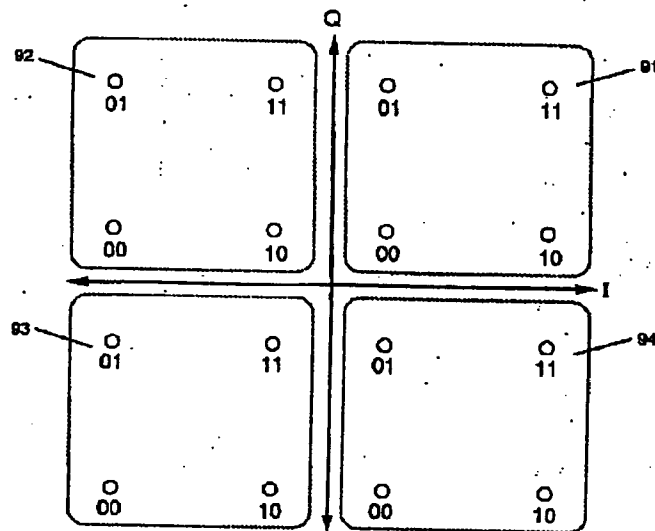
【図 25】



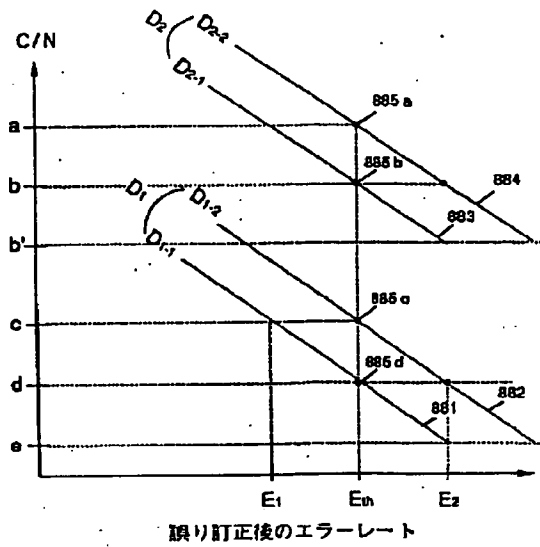
【図6】



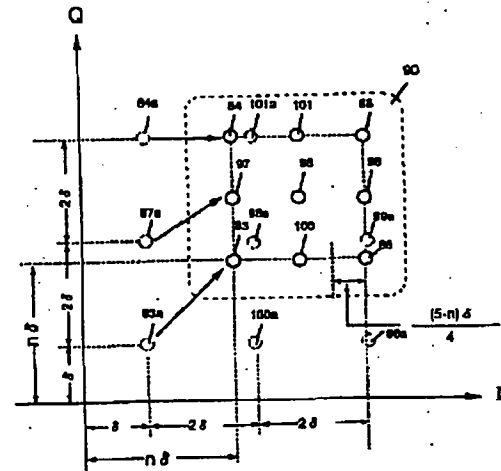
【図7】



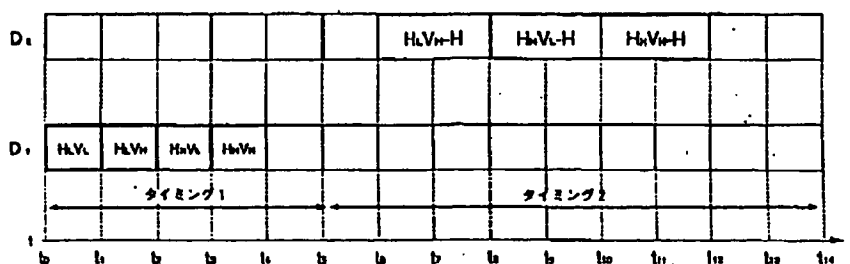
【图 8 9】



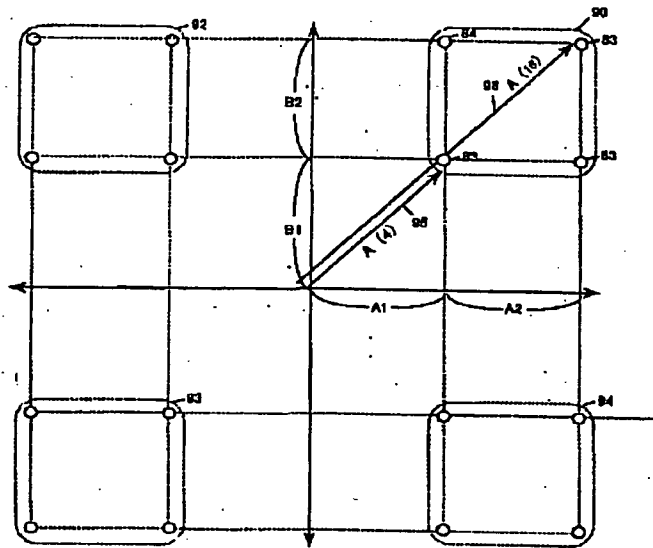
【図 100】



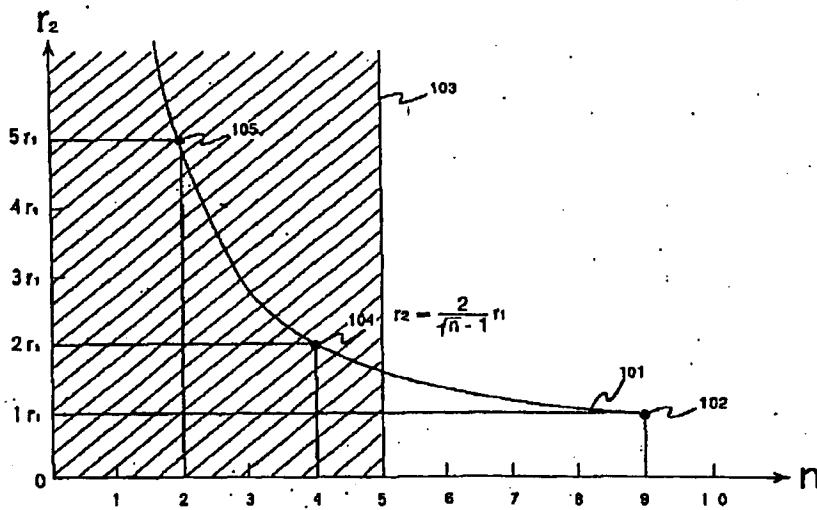
【例 7 3】



【図10】



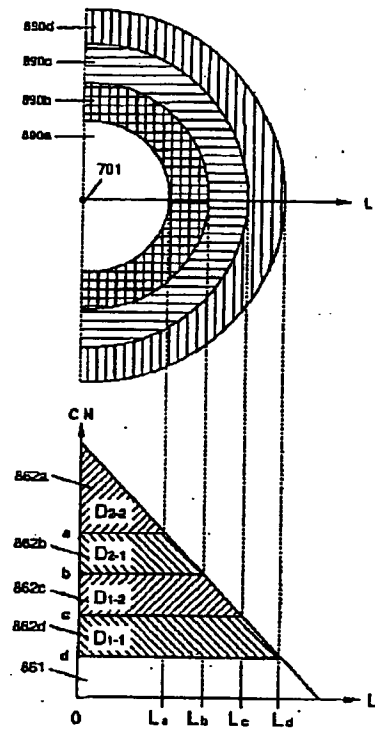
【図11】



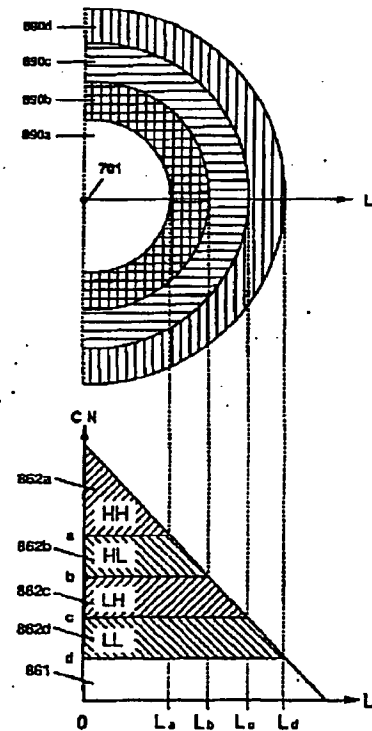
【図75】

	821a		821b		821c	
	H ₁ V ₁ (1)	H ₁ V ₁ (2)	H ₁ V ₁ (1)	H ₁ V ₁ (2)	H ₁ V ₁ (1)	H ₁ V ₁ (2)
D ₂						
D ₁	821		822a		822b	822c
	H ₁ V ₁ (1)	H ₁ V ₁ (2)				
	822					

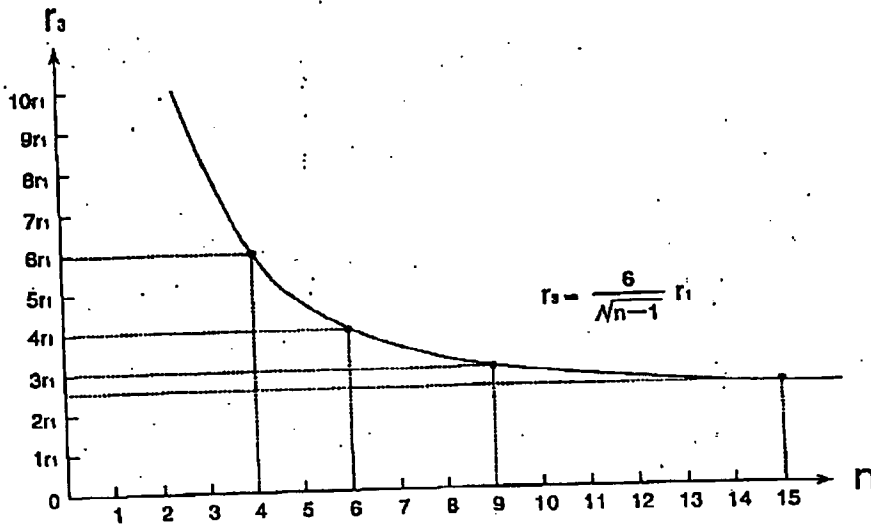
【図92】



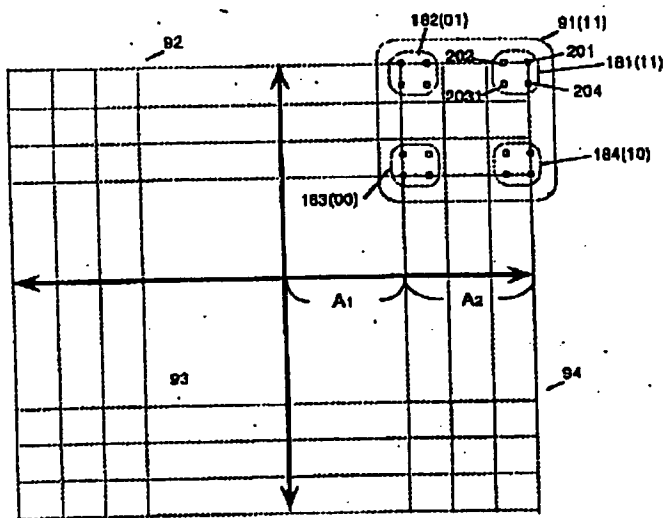
【図95】



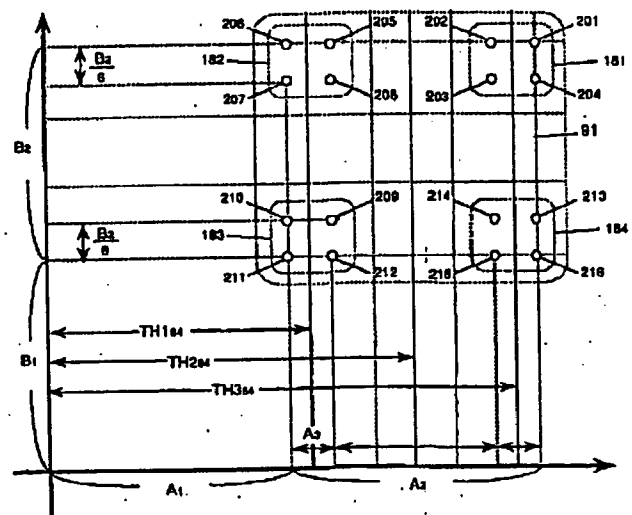
【図13】



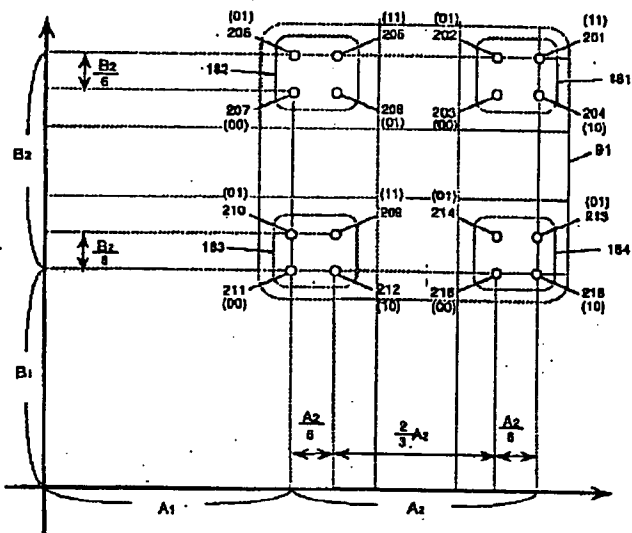
【図14】



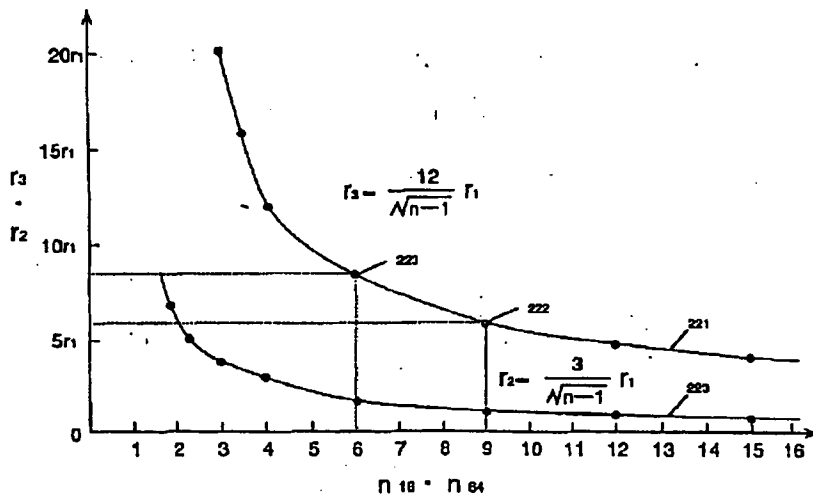
【図27】



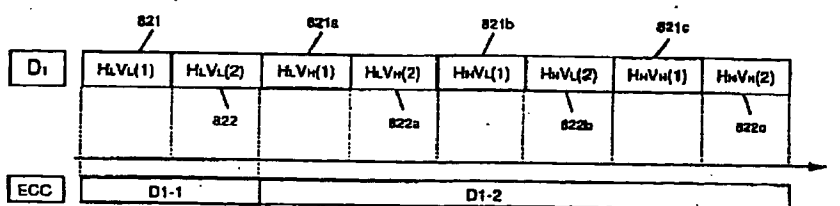
【図15】



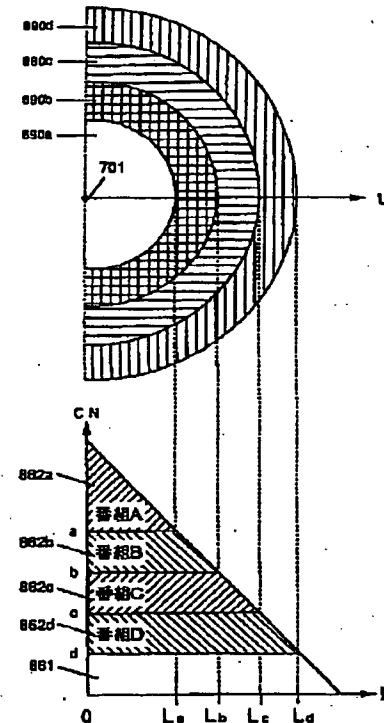
【図16】



【図76】

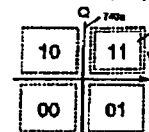


【図98】

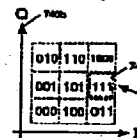


【図111】

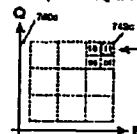
サブチャンネル1 (SRQAM: D1=2bit)



サブチャンネル2 (36-SRQAM: D1=3bit + 1/8bit)



サブチャンネル3 (144-SRQAM: D1=2bit)



サブチャンネル4 (576-SRQAM: D1=2bit)

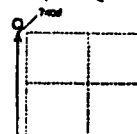
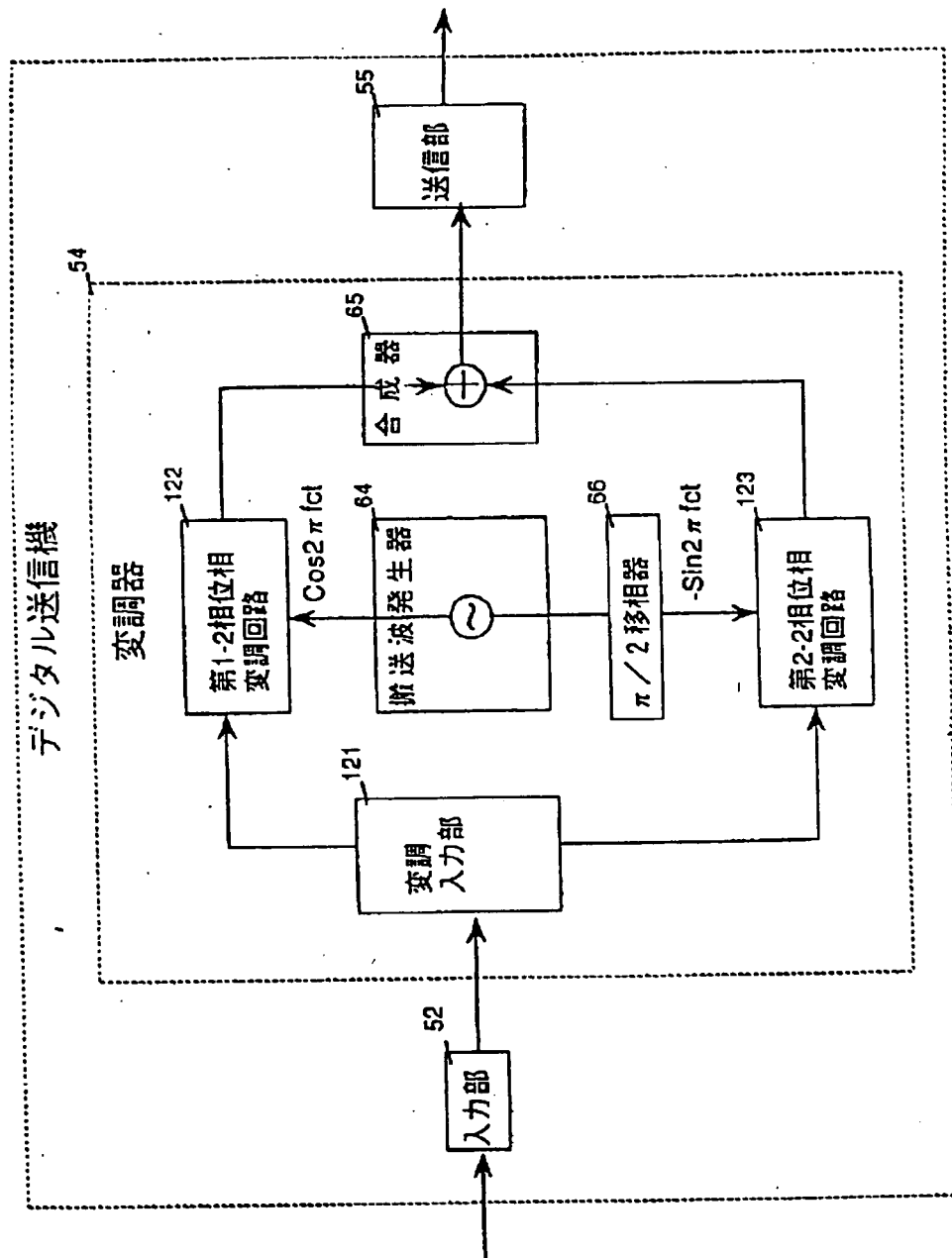
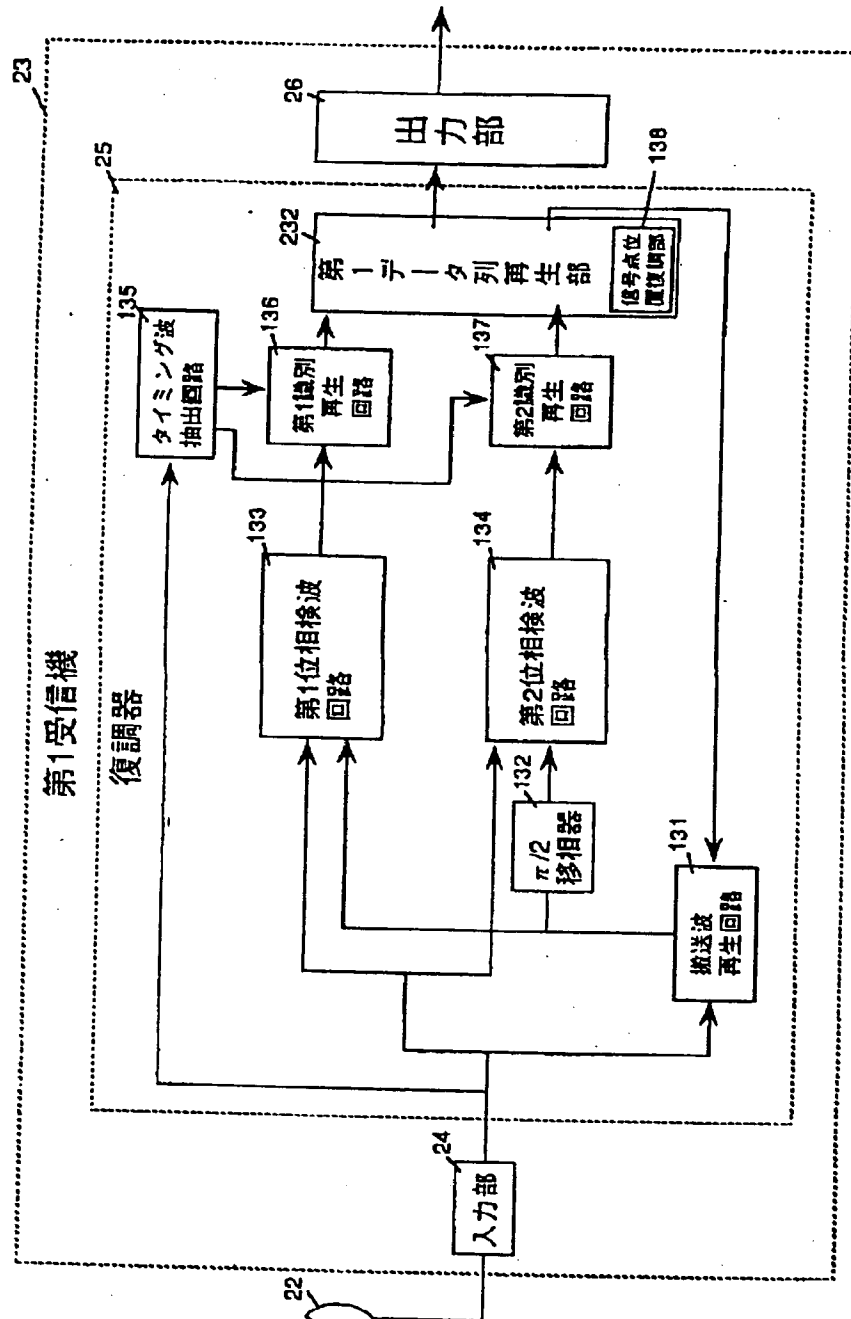


図98
コードワード
1111 1111

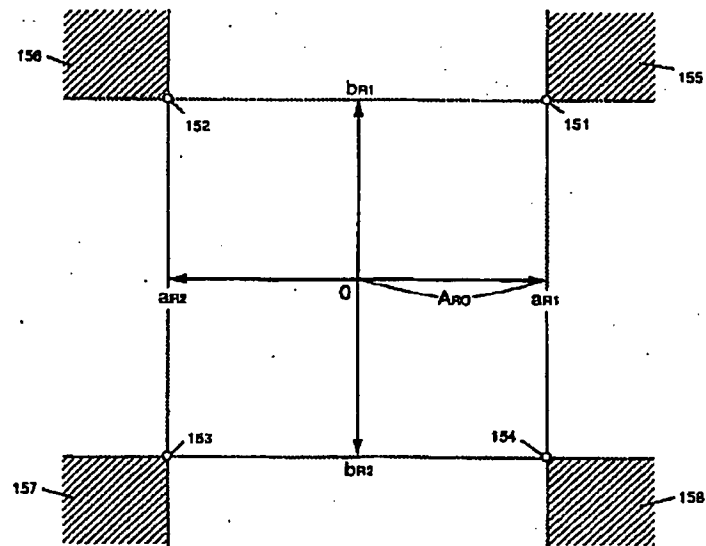
【図17】



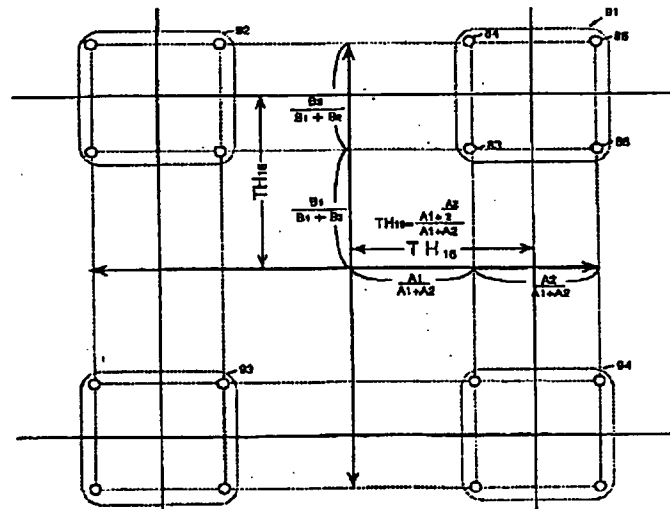
【図19】



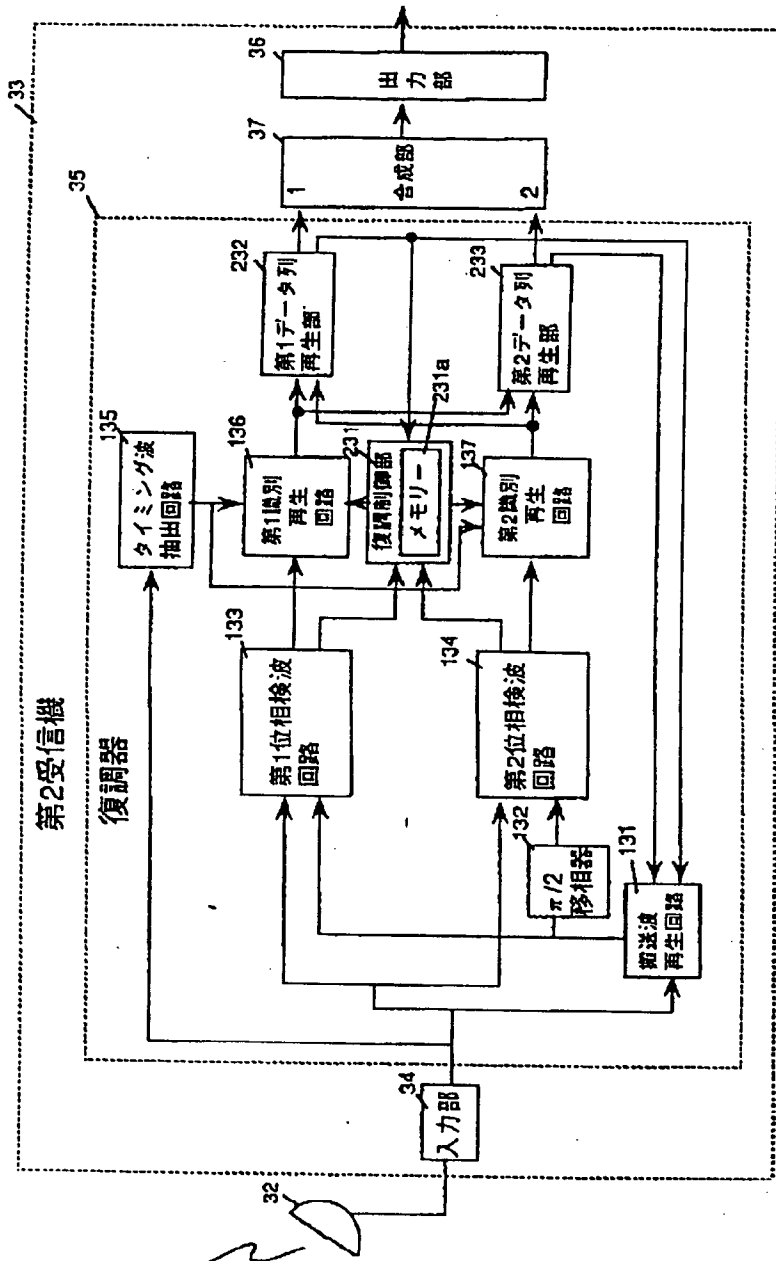
【図20】



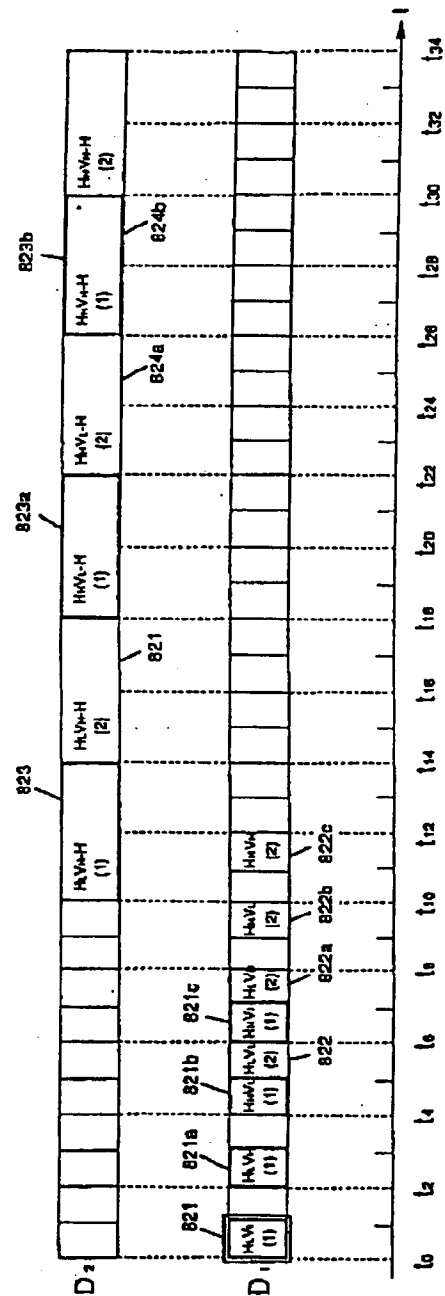
【図22】



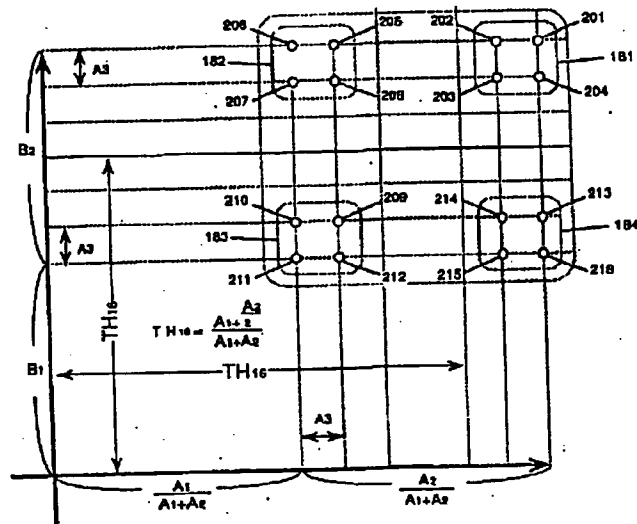
【図21】



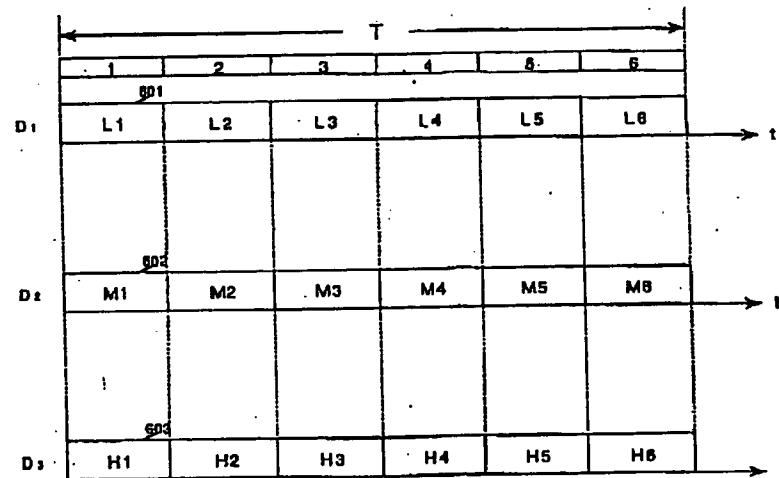
【図77】



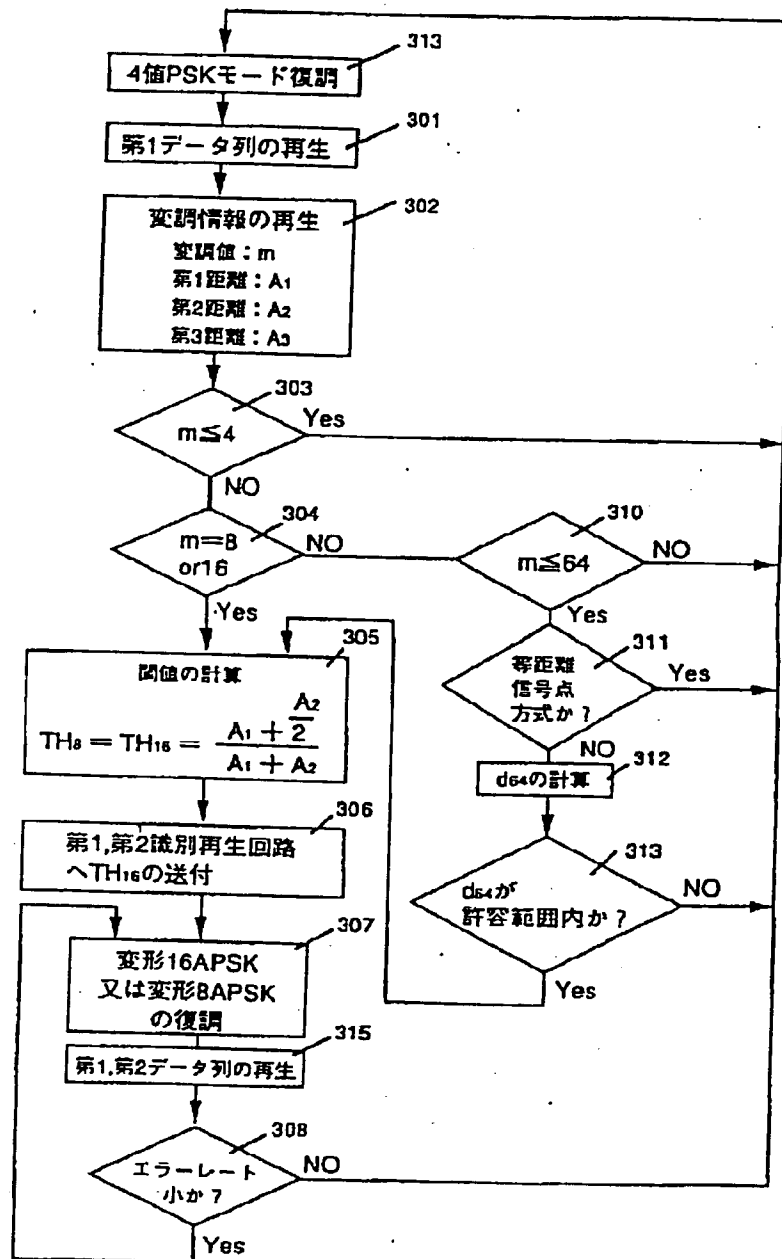
【図23】



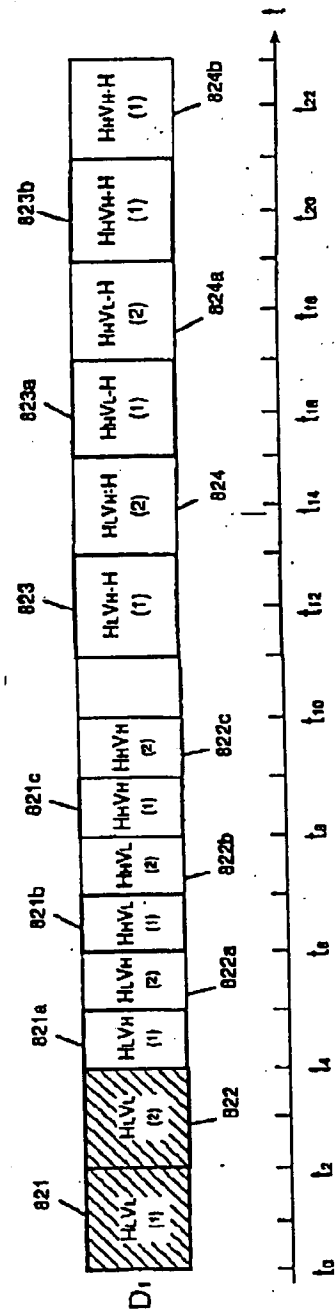
【図34】



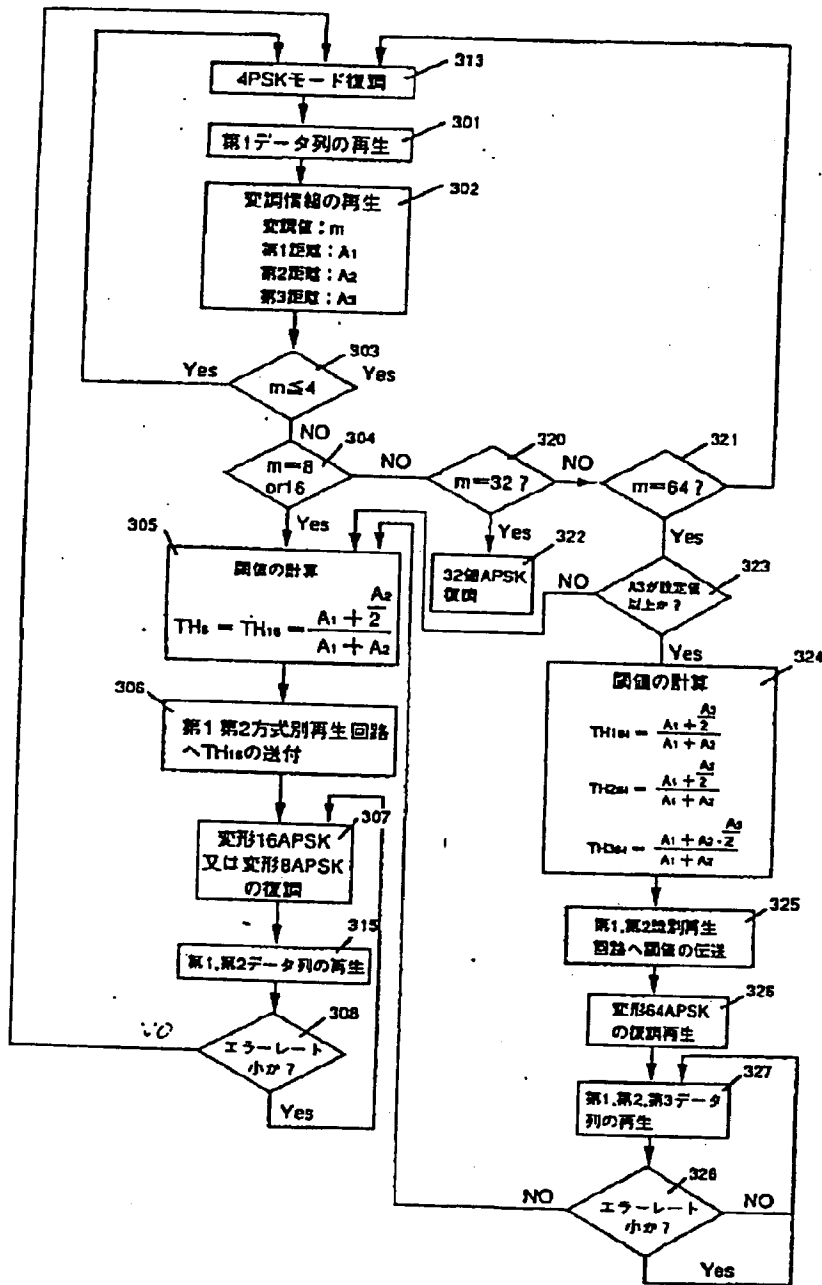
【図24】



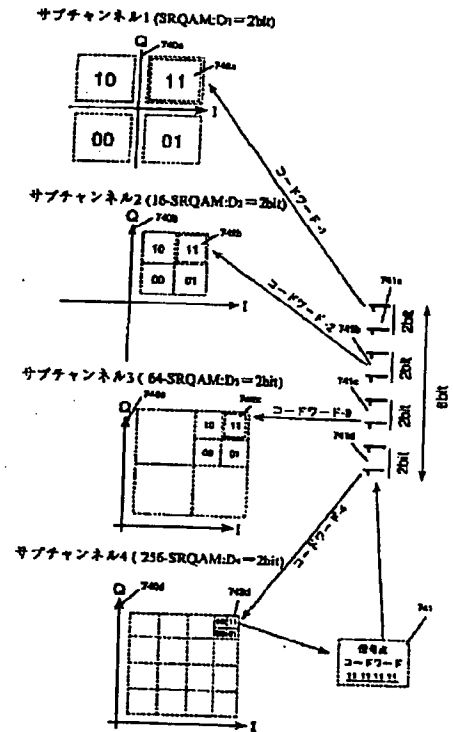
【例 8 1】



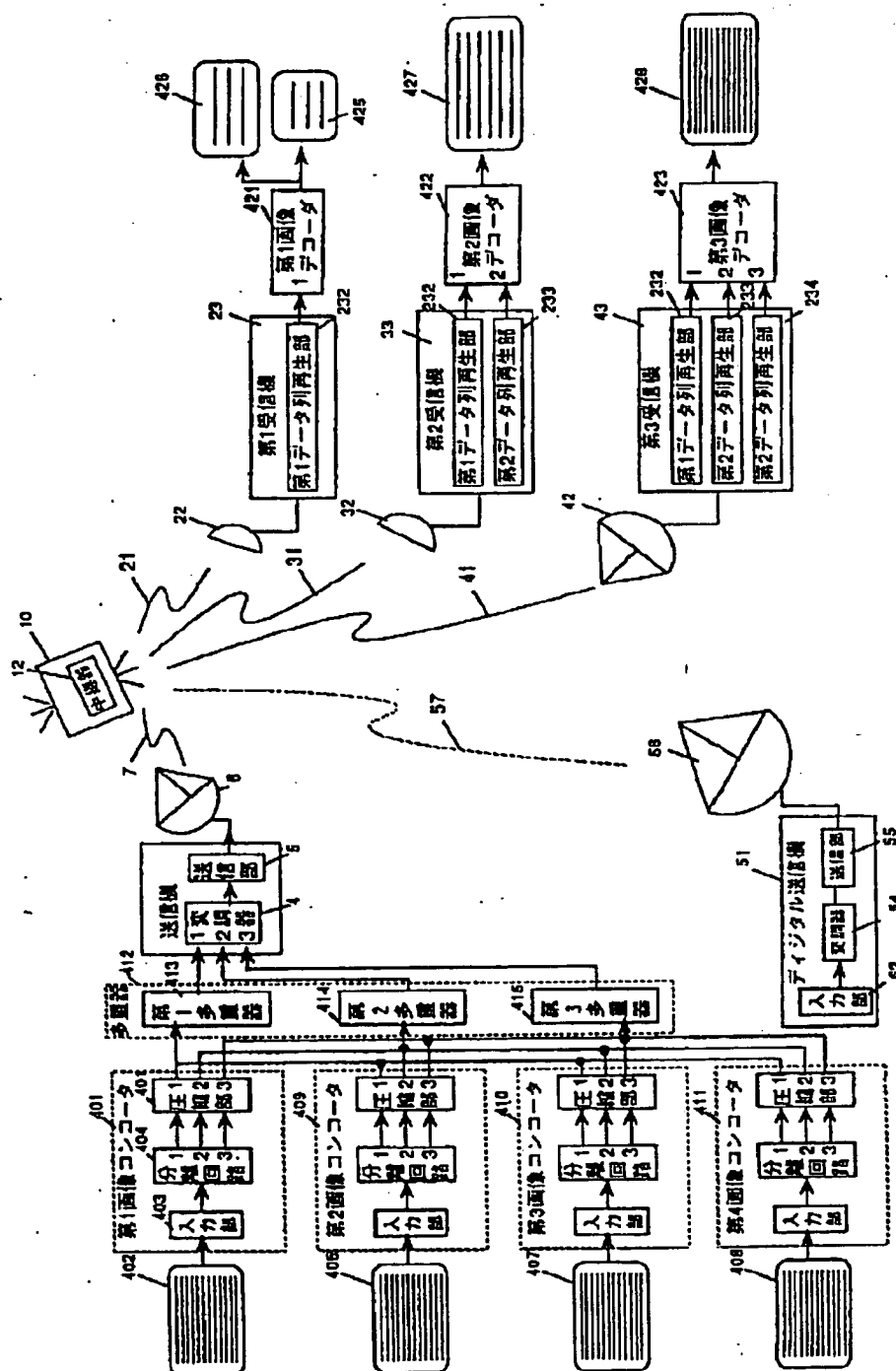
【図28】



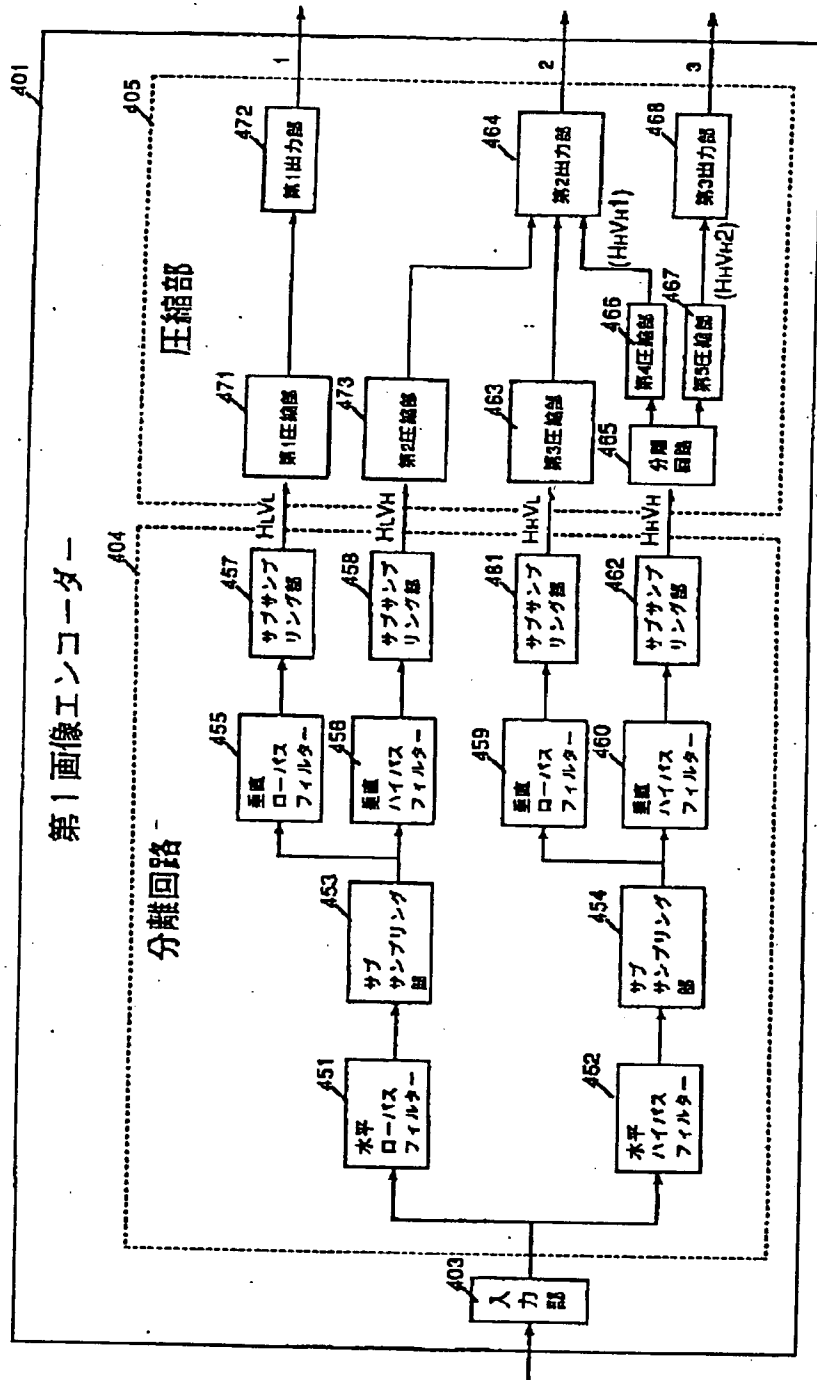
【図112】



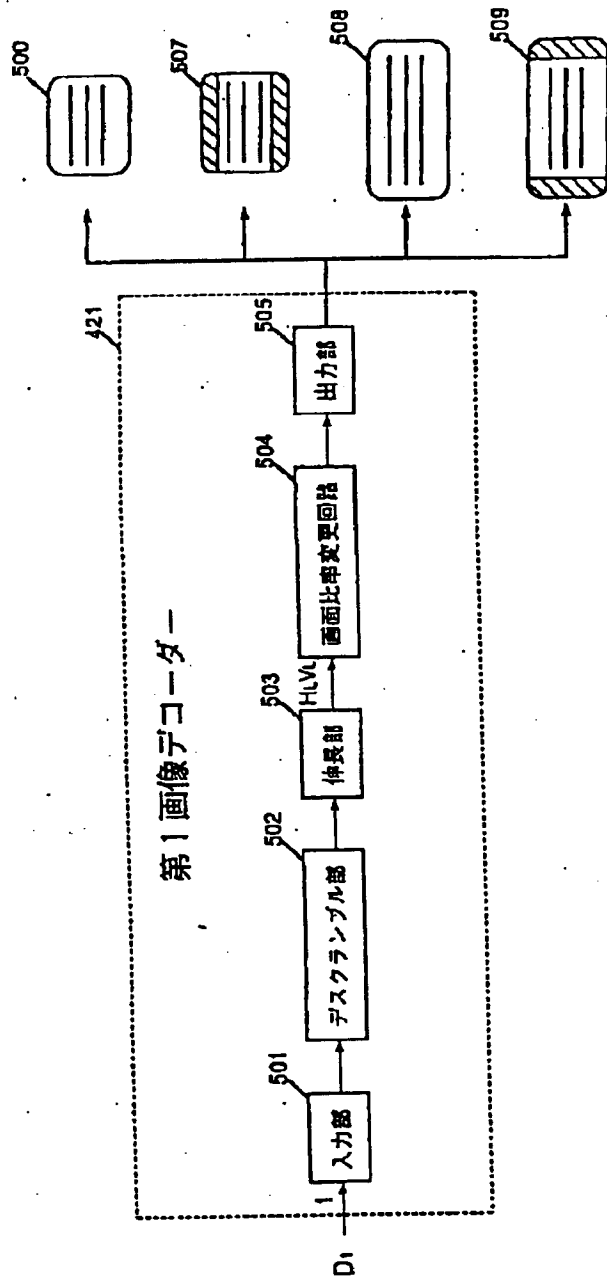
1992



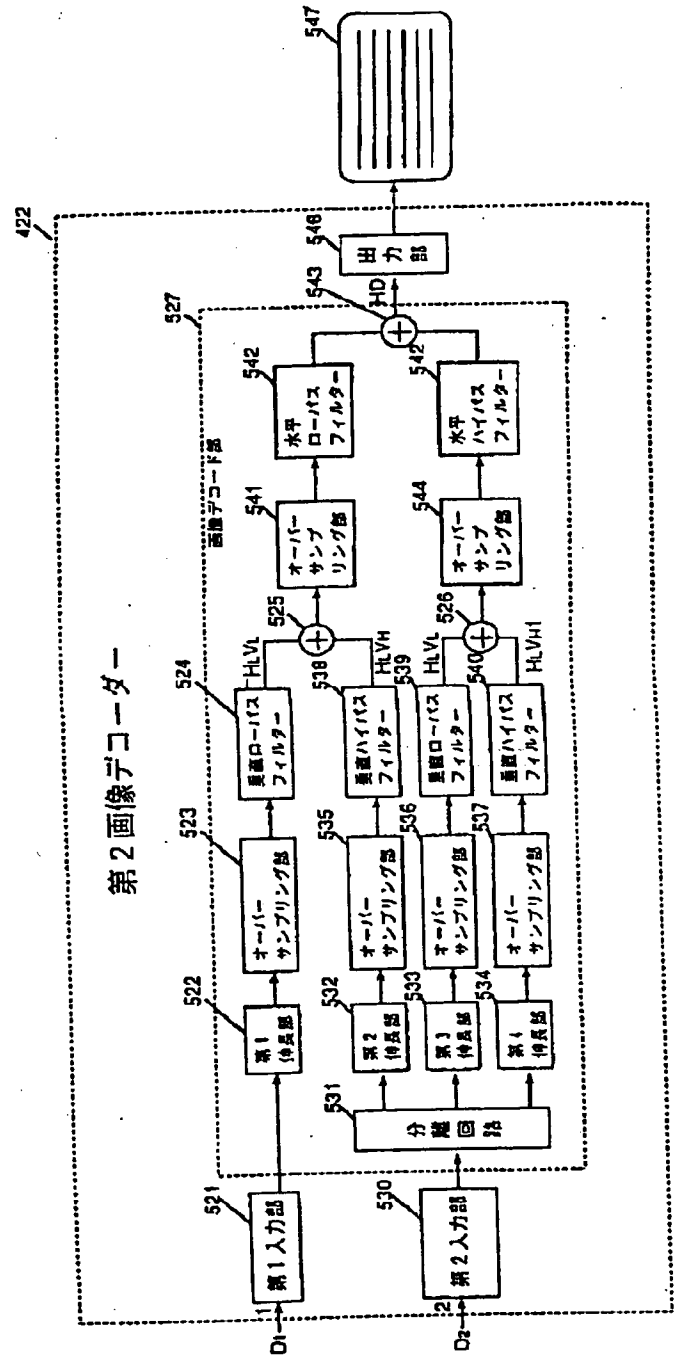
【図30】



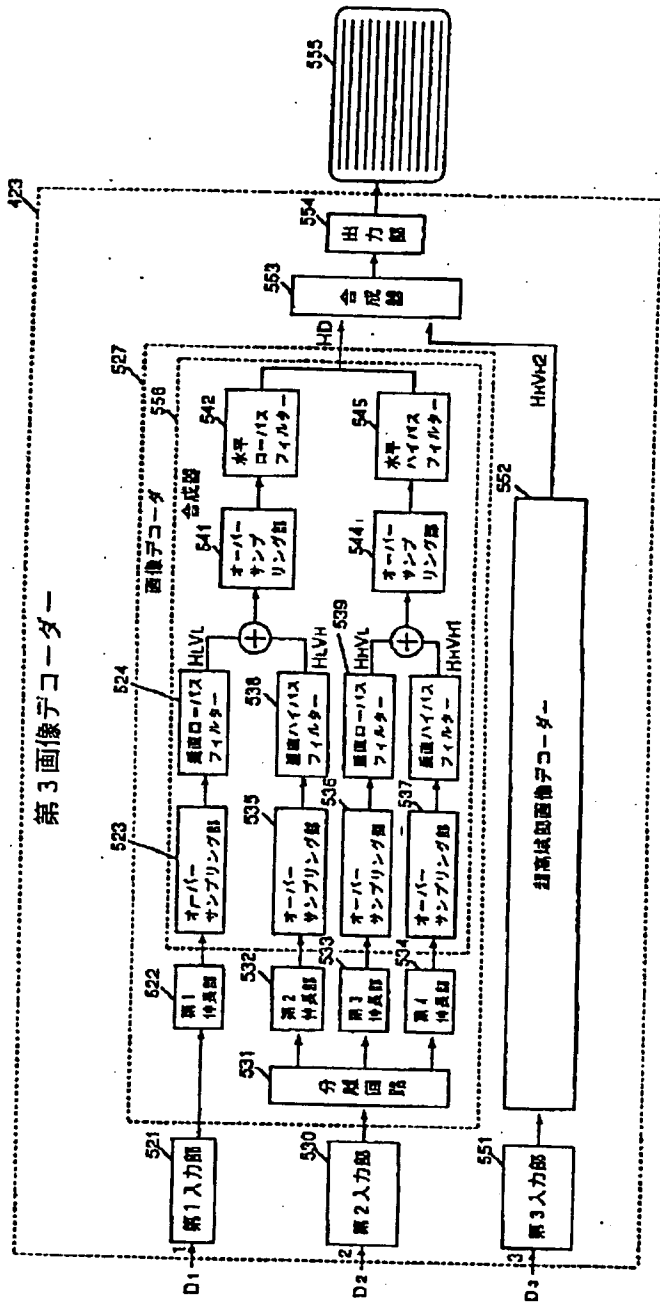
【図31】



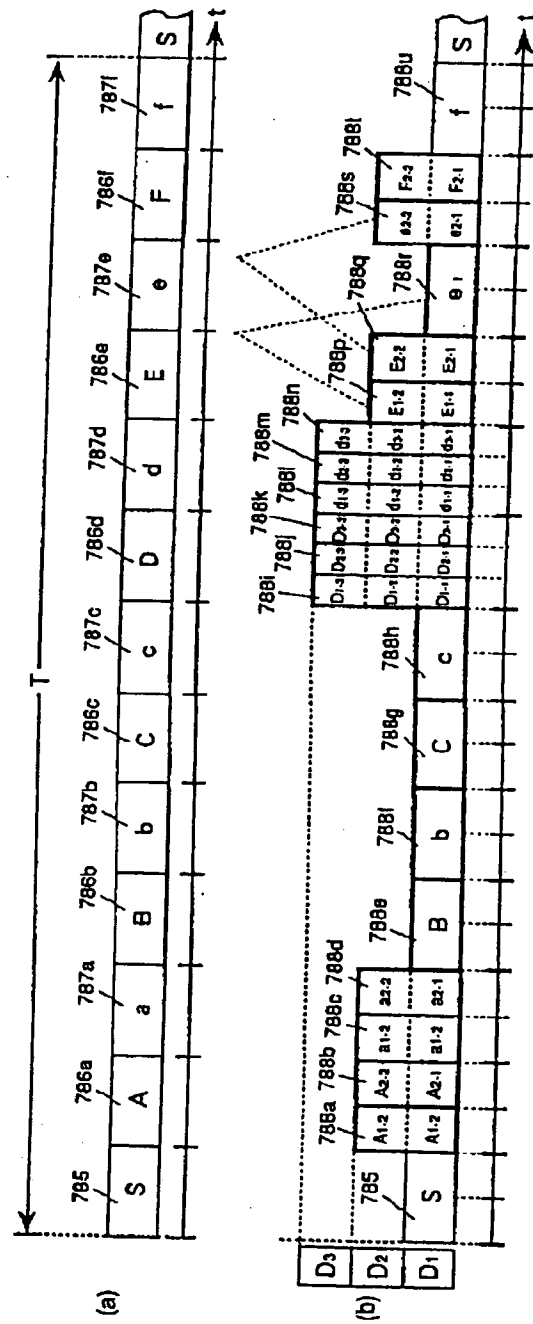
【図32】



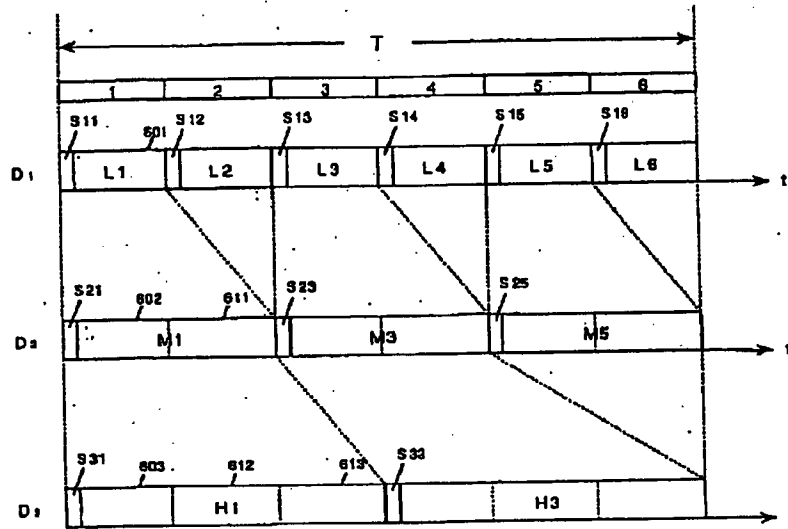
【図33】



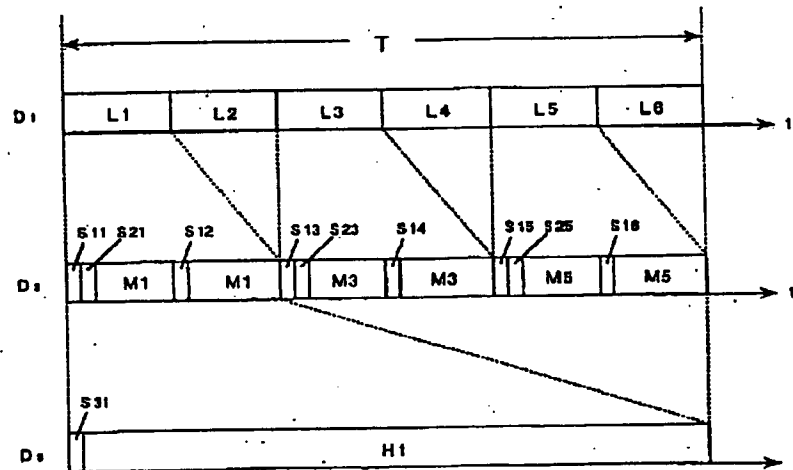
【図120】



【図 35】

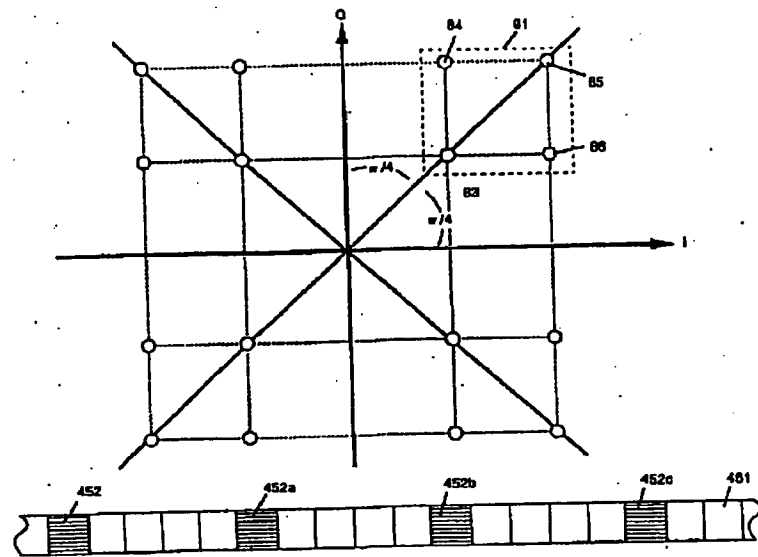


【図 36】

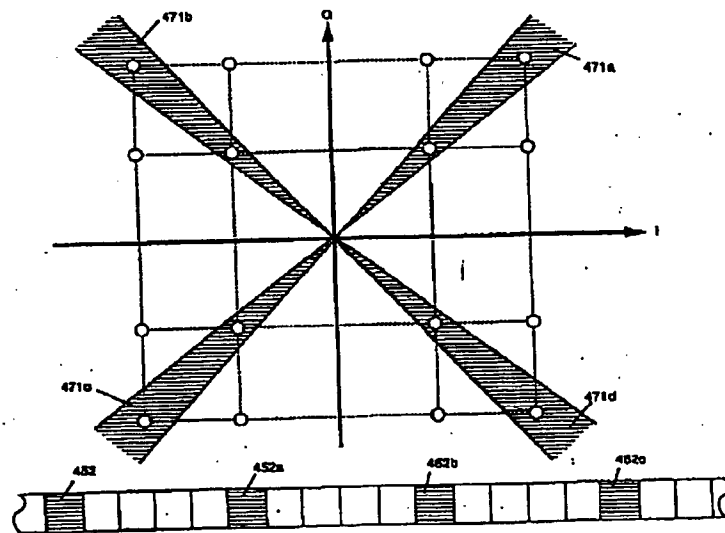


[illegible]

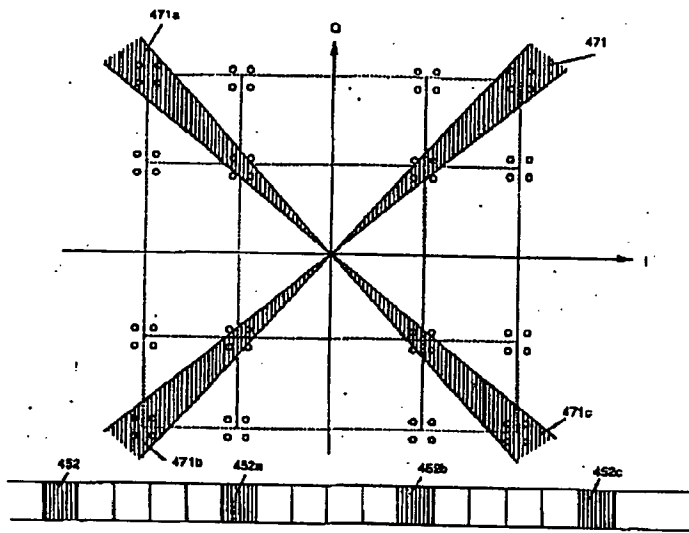
【図38】



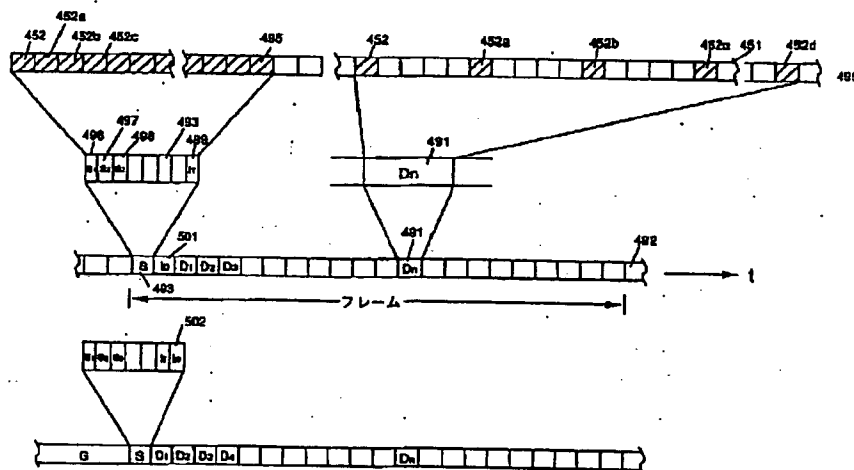
【図39】



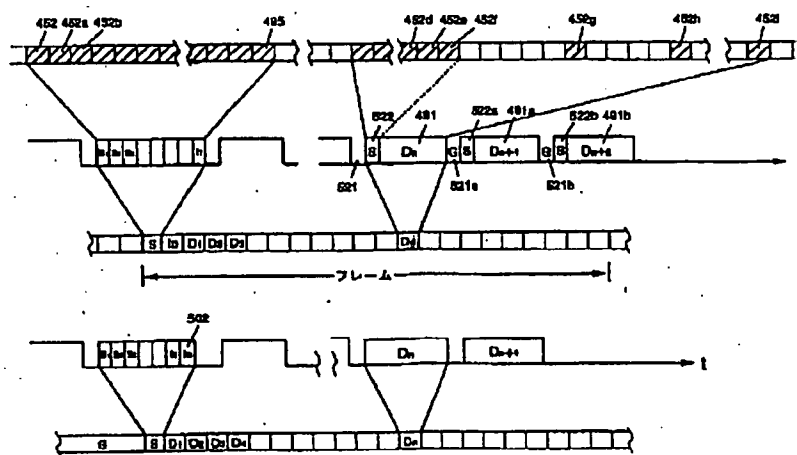
【図 40】



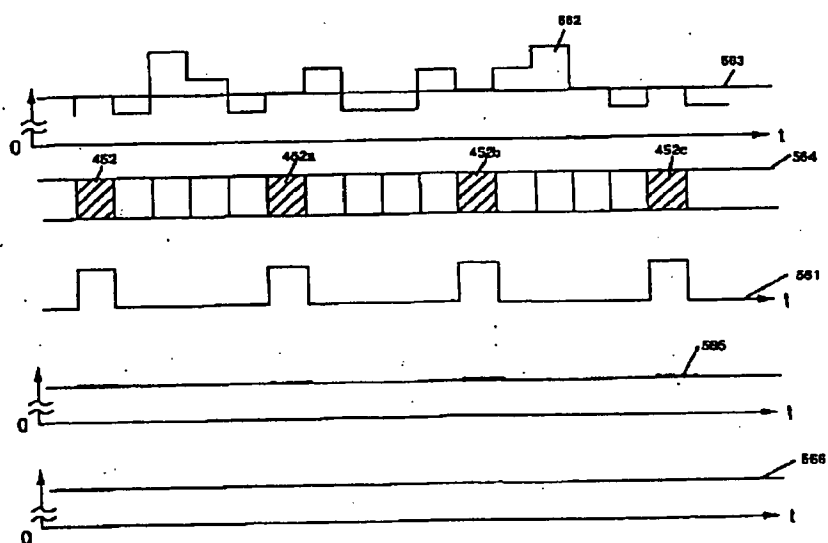
【図 41】



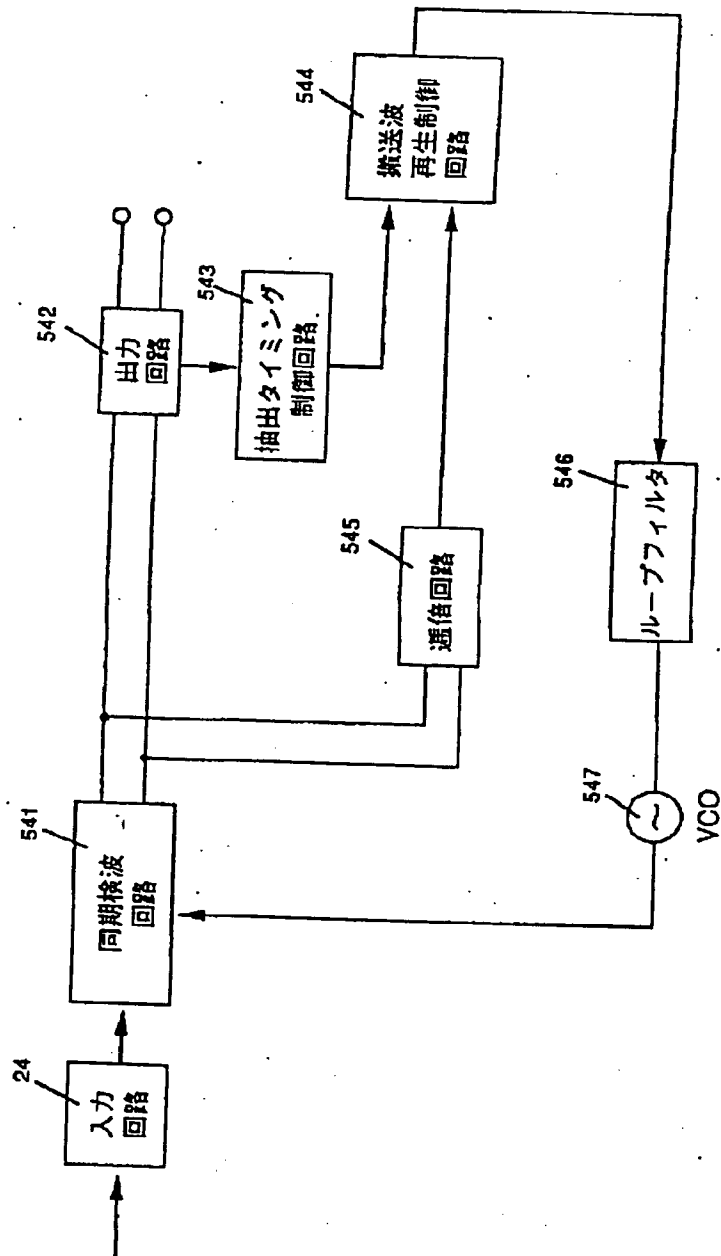
—



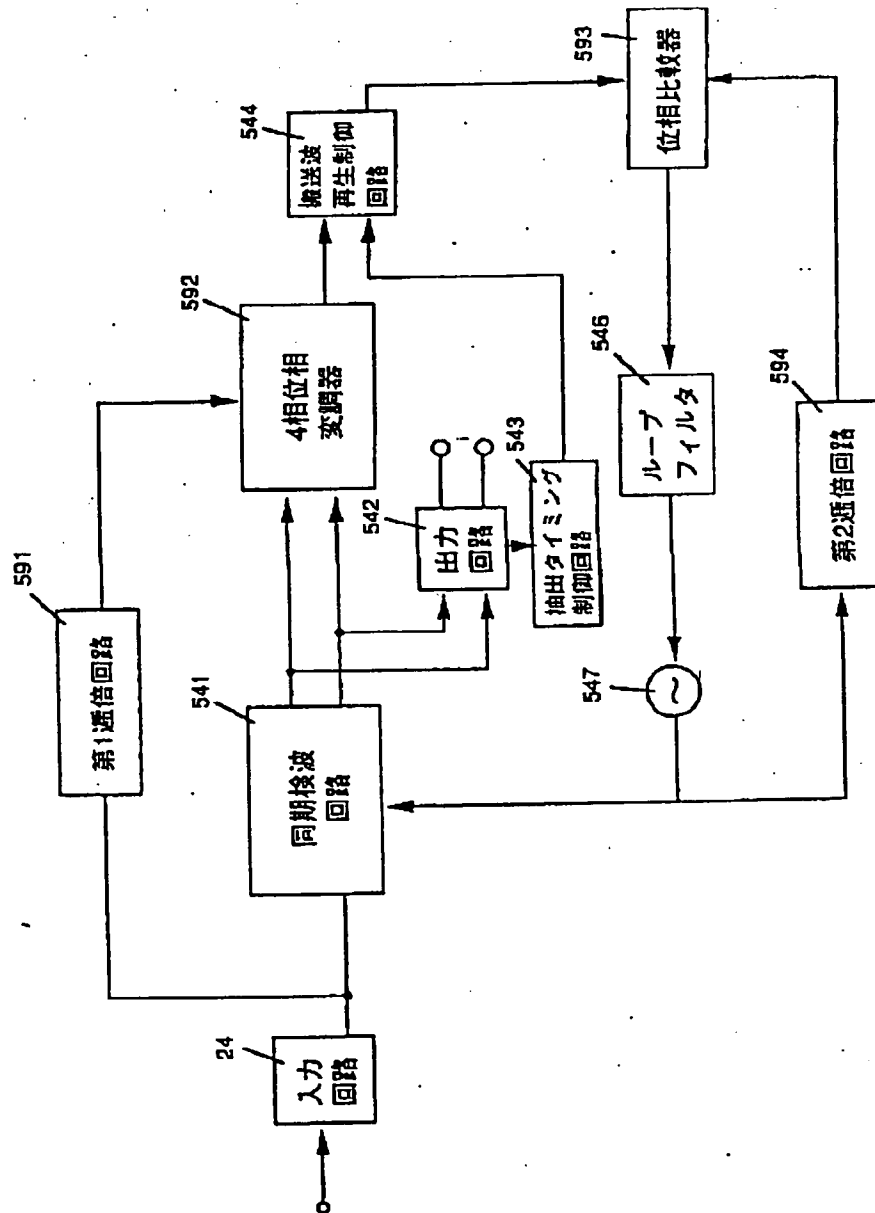
1



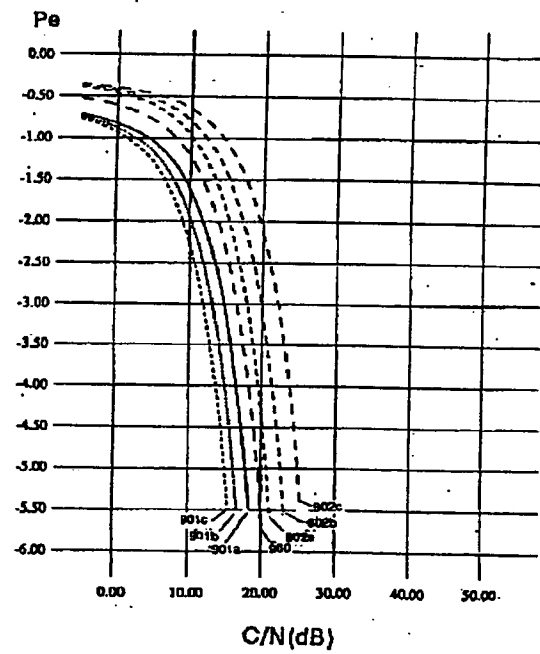
【図43】



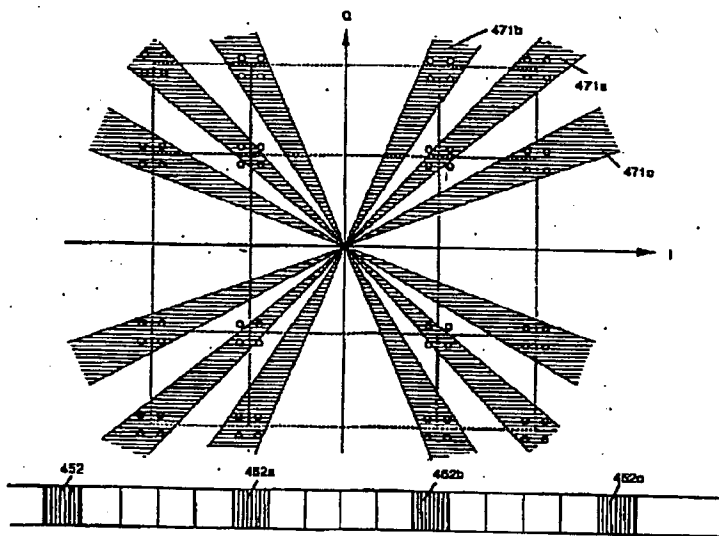
【図45】



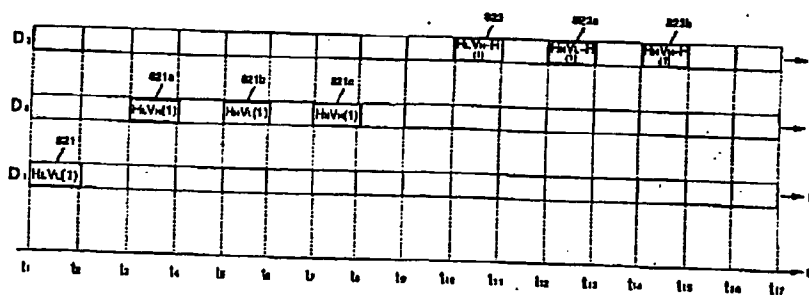
【☒ 1 0 2】



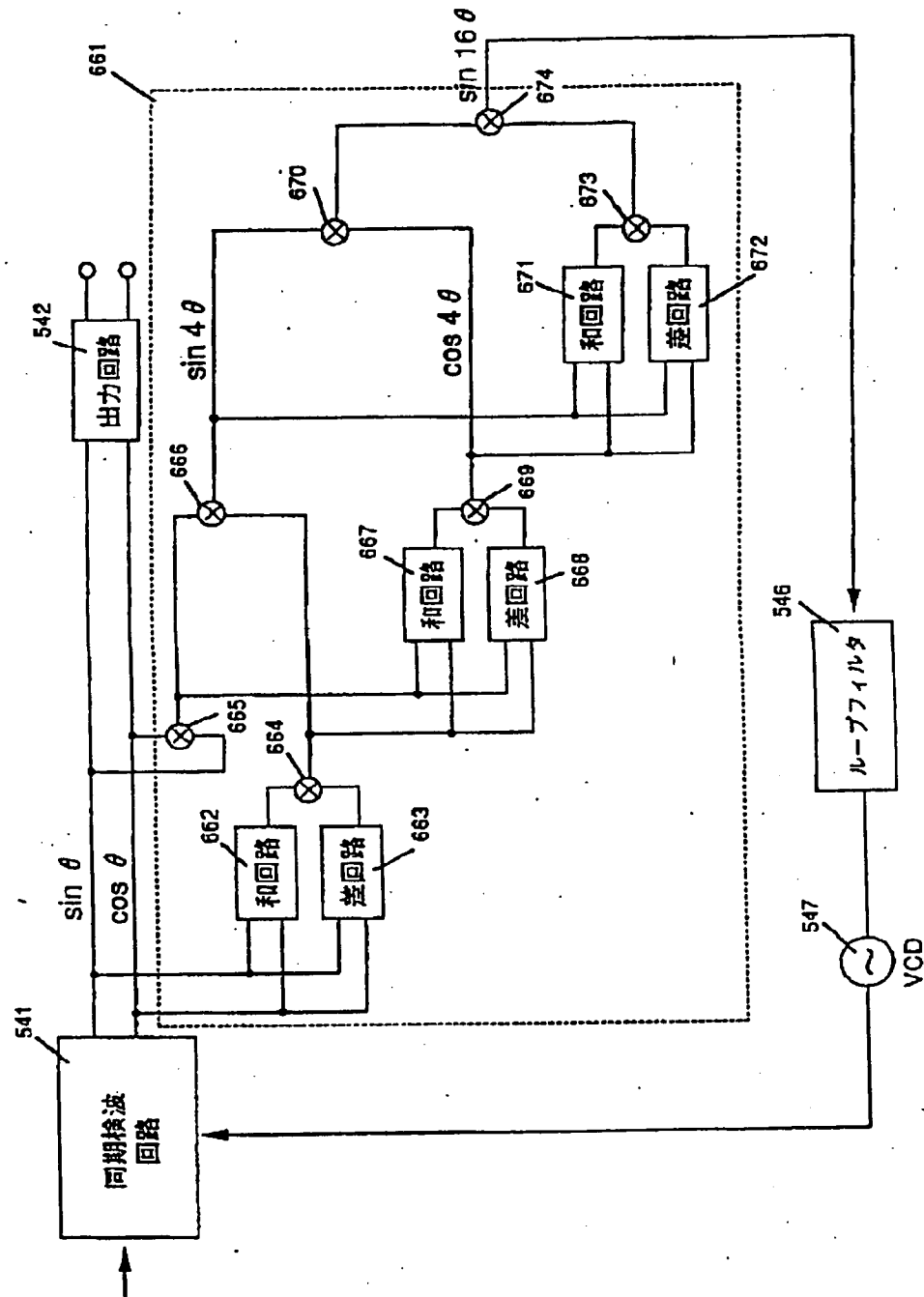
【图 47】



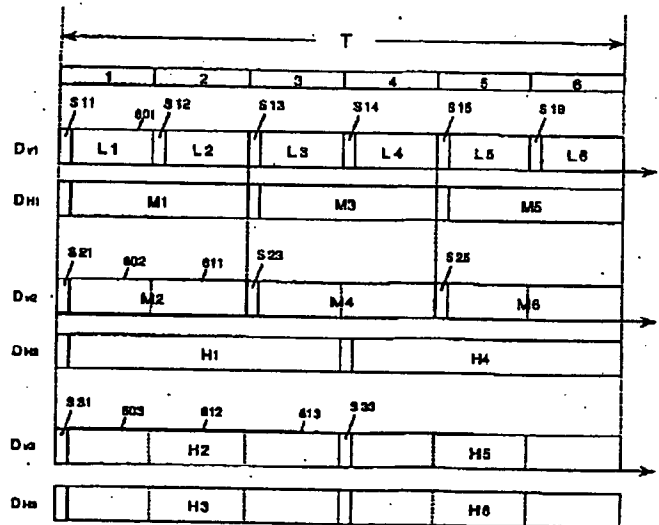
【图 7 9】



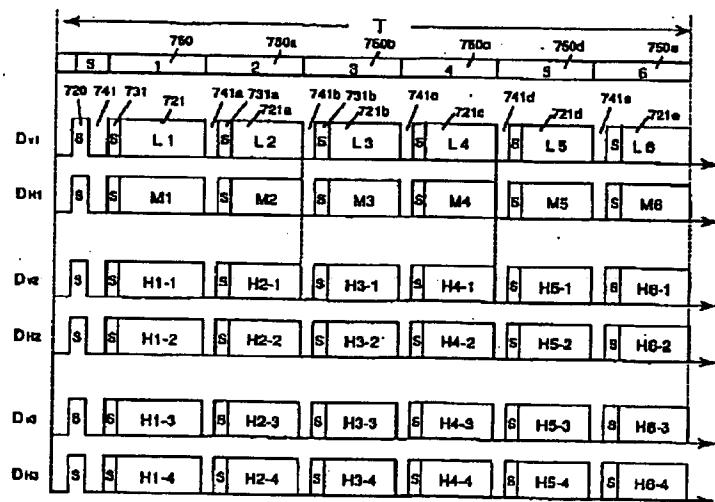
【図48】



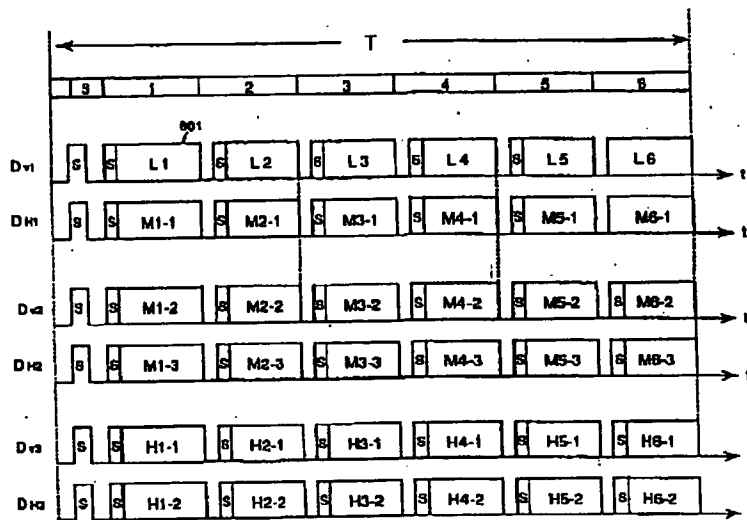
【図49】



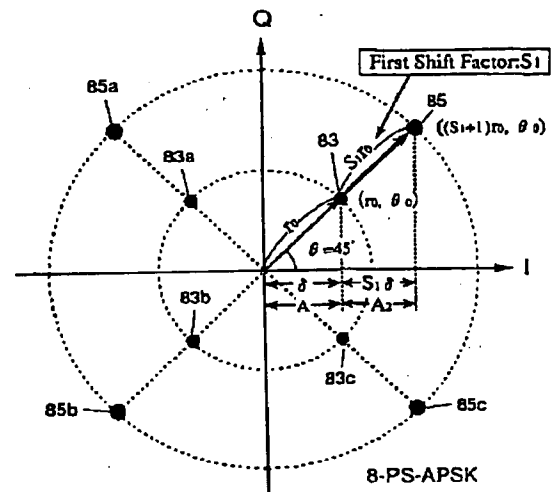
【図50】



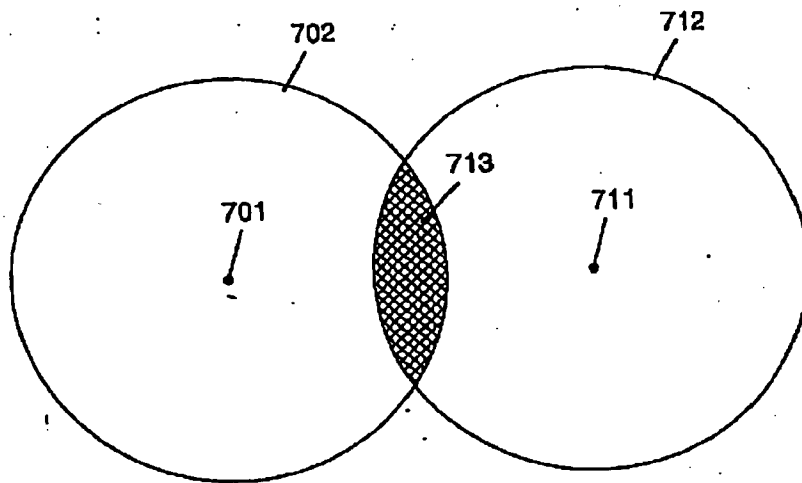
【図51】



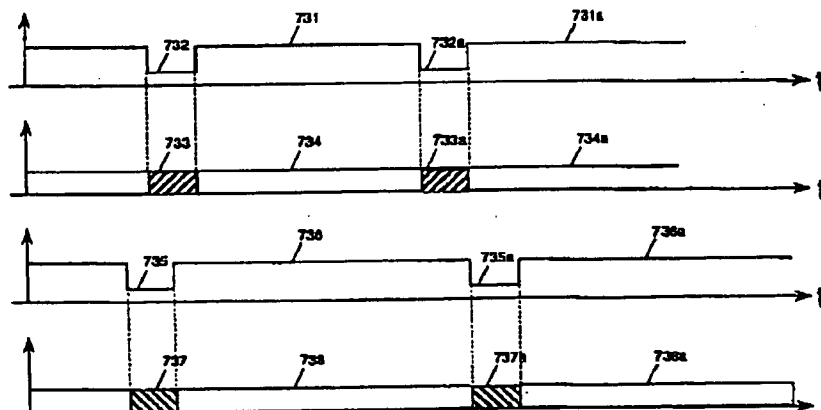
【図139】



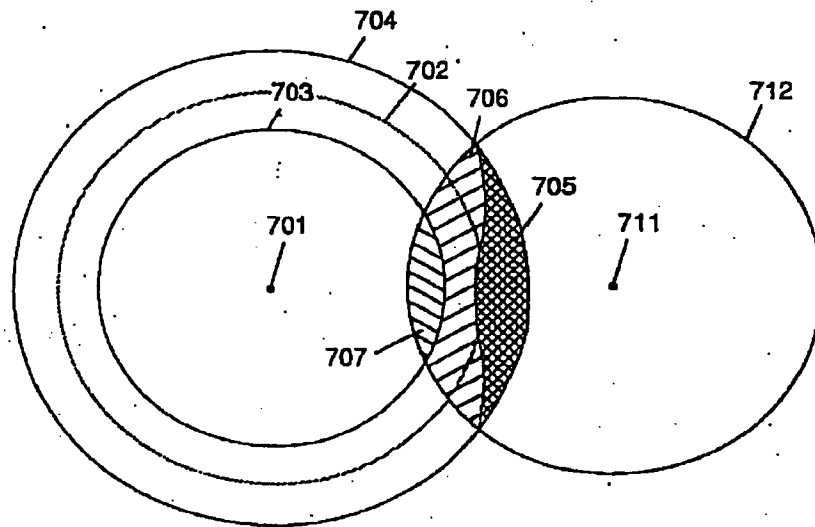
【図52】



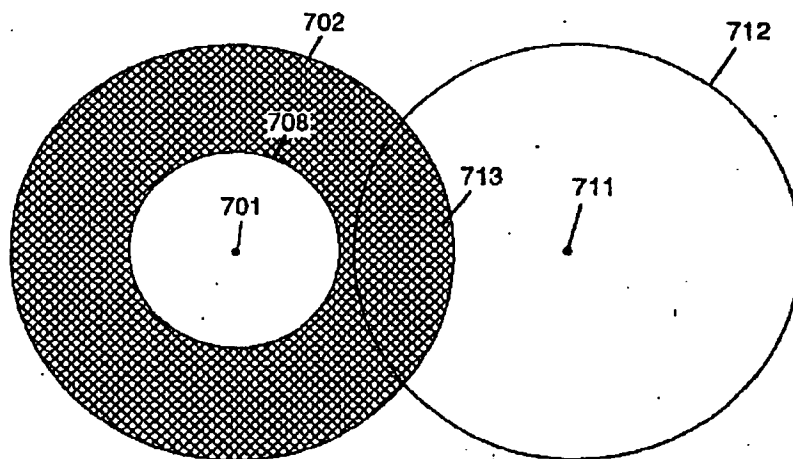
【図109】



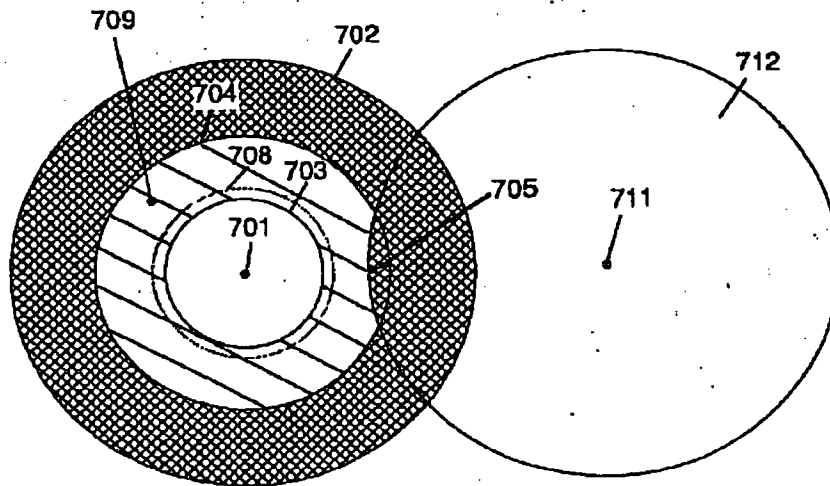
【図53】



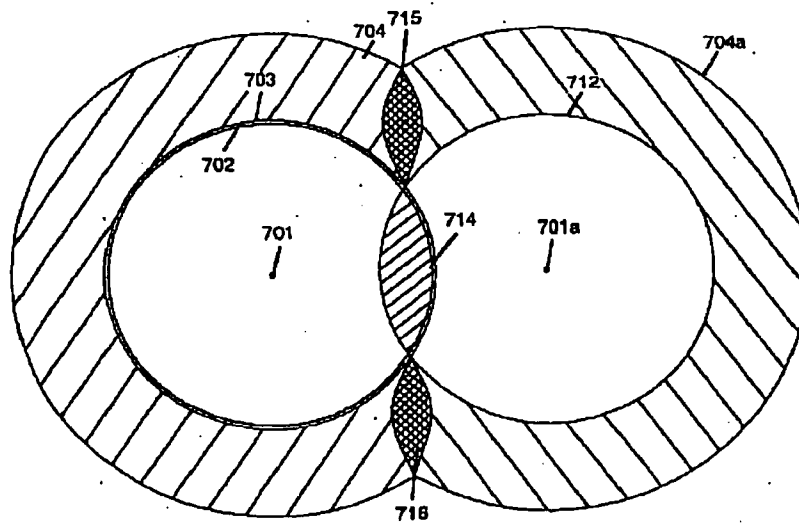
【図54】



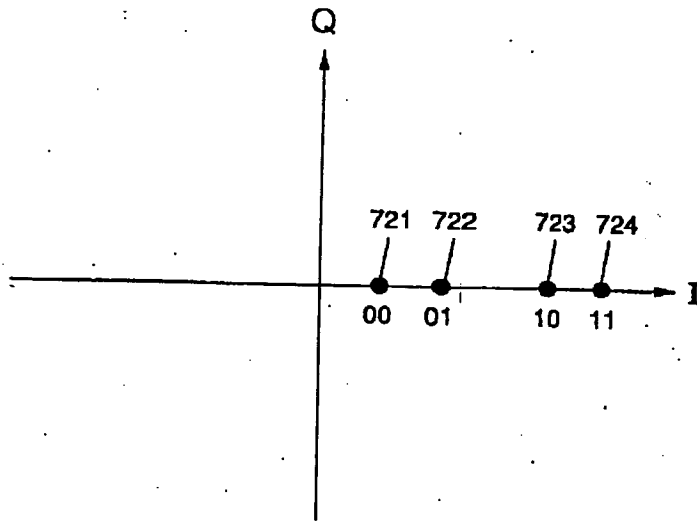
【図 55】



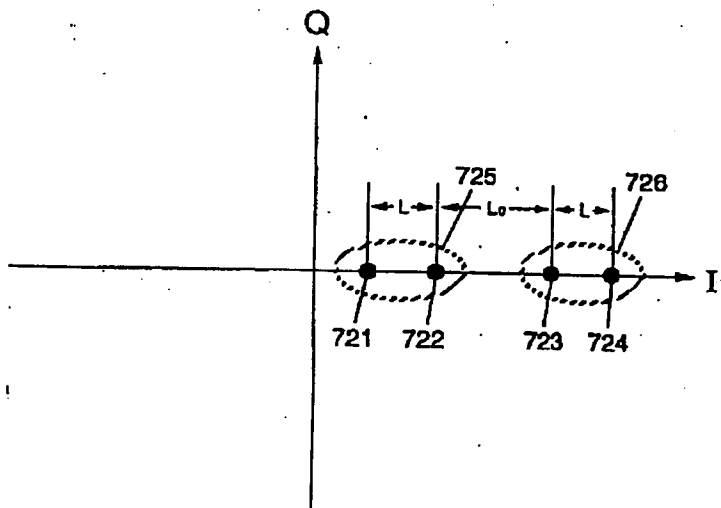
【図 56】



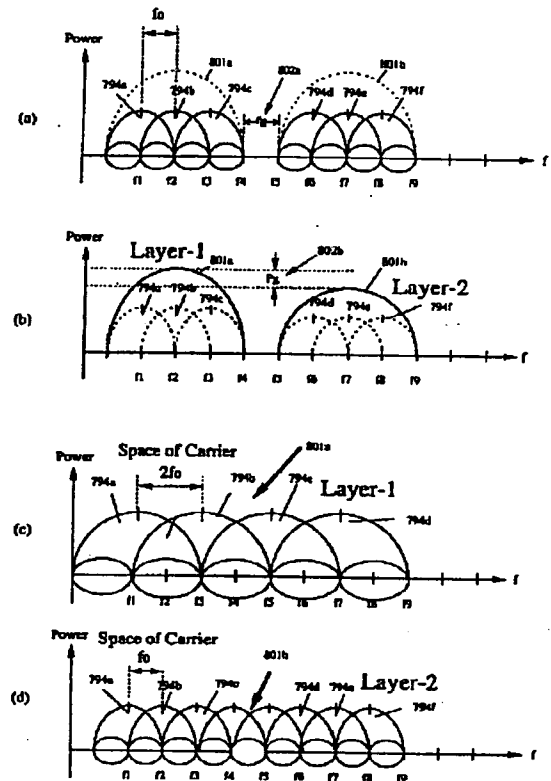
【図 57】



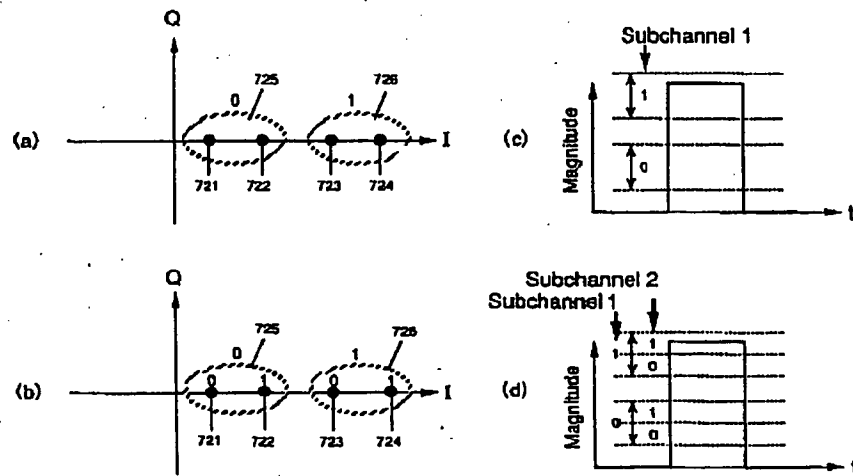
【図 58】



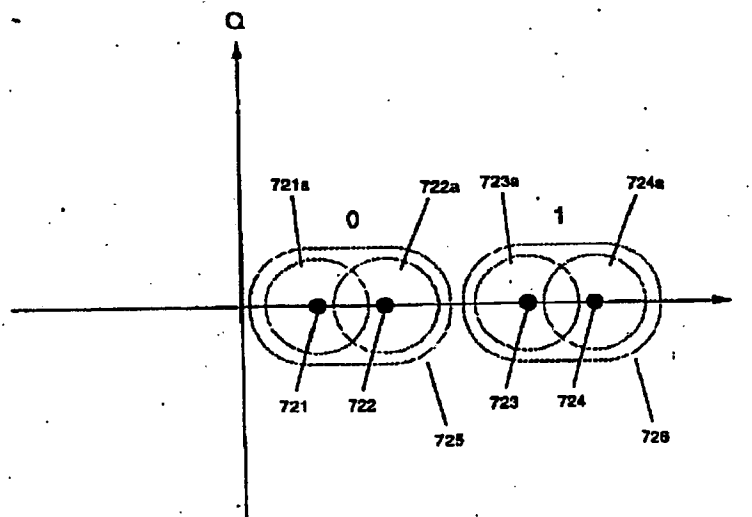
【図 126】



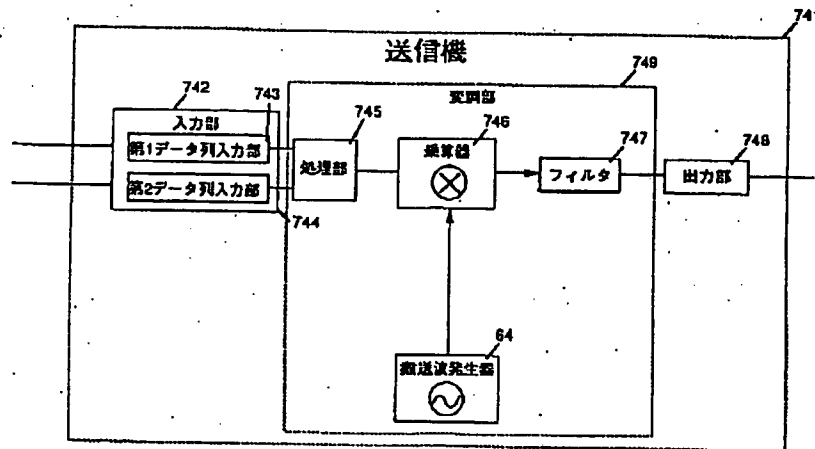
【図 59】



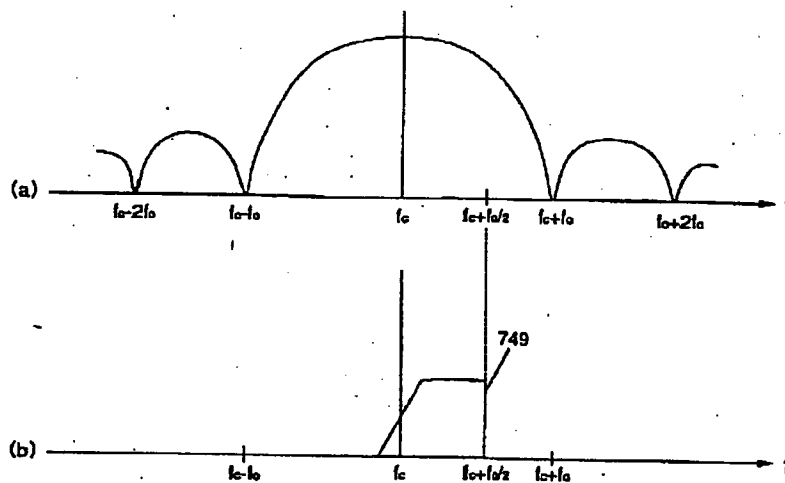
【図 60】



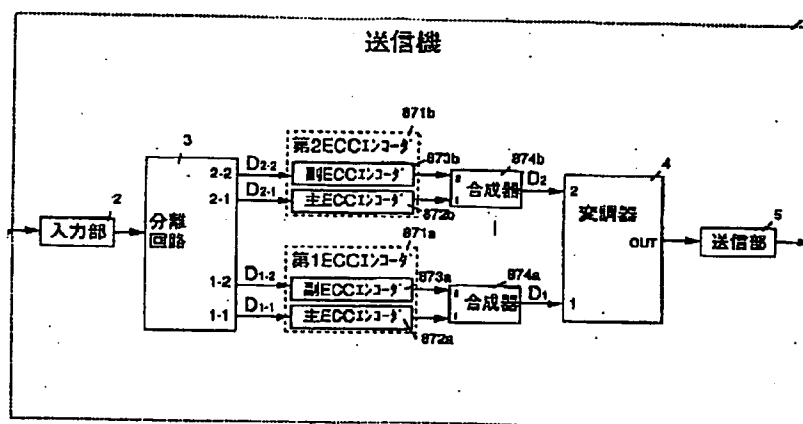
【図61】



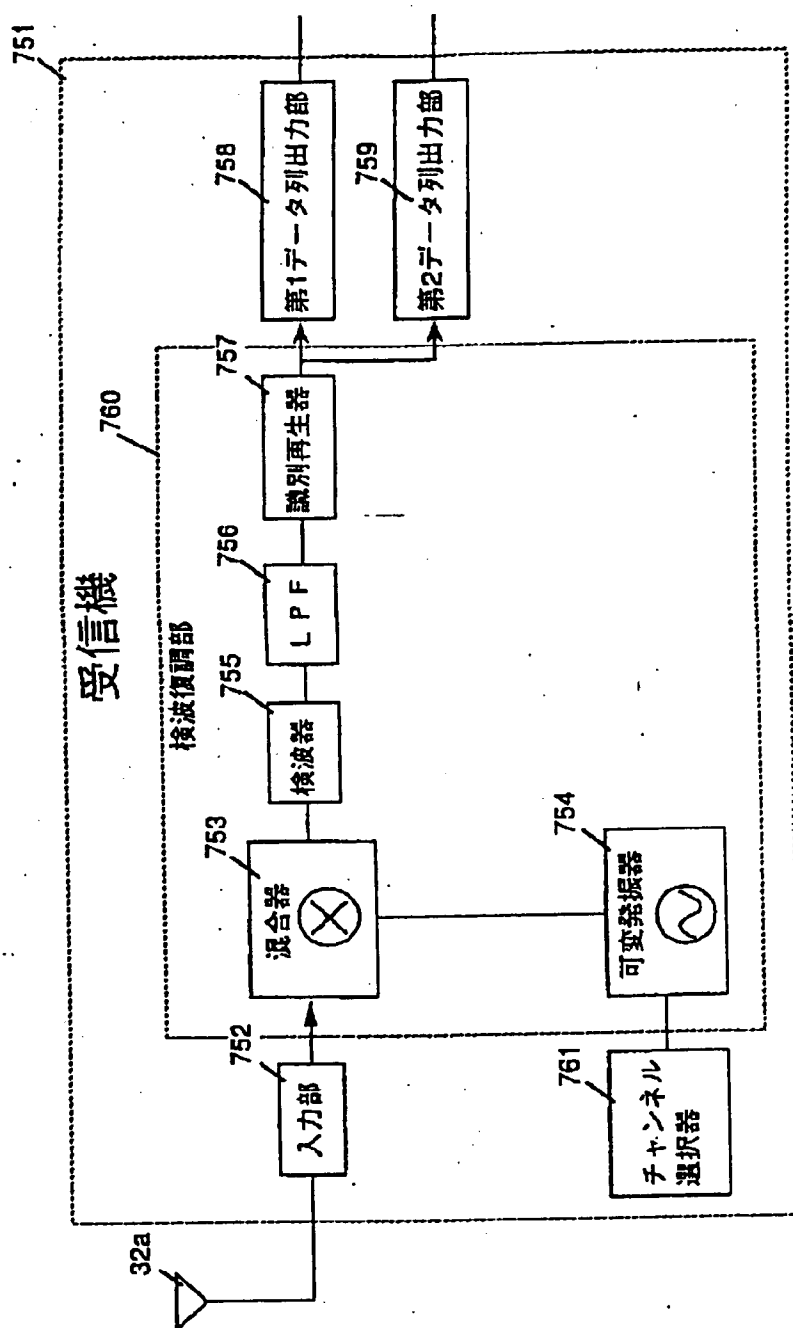
【図62】



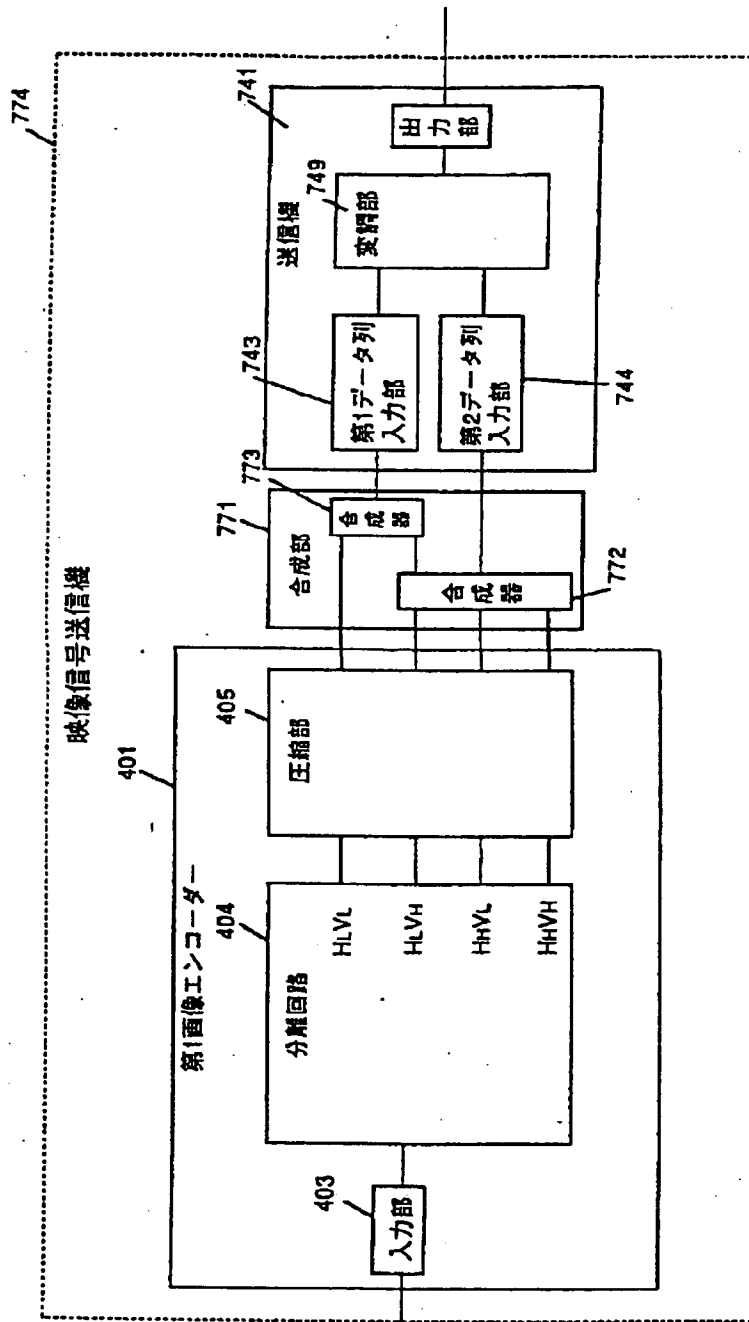
【図87】



【図63】



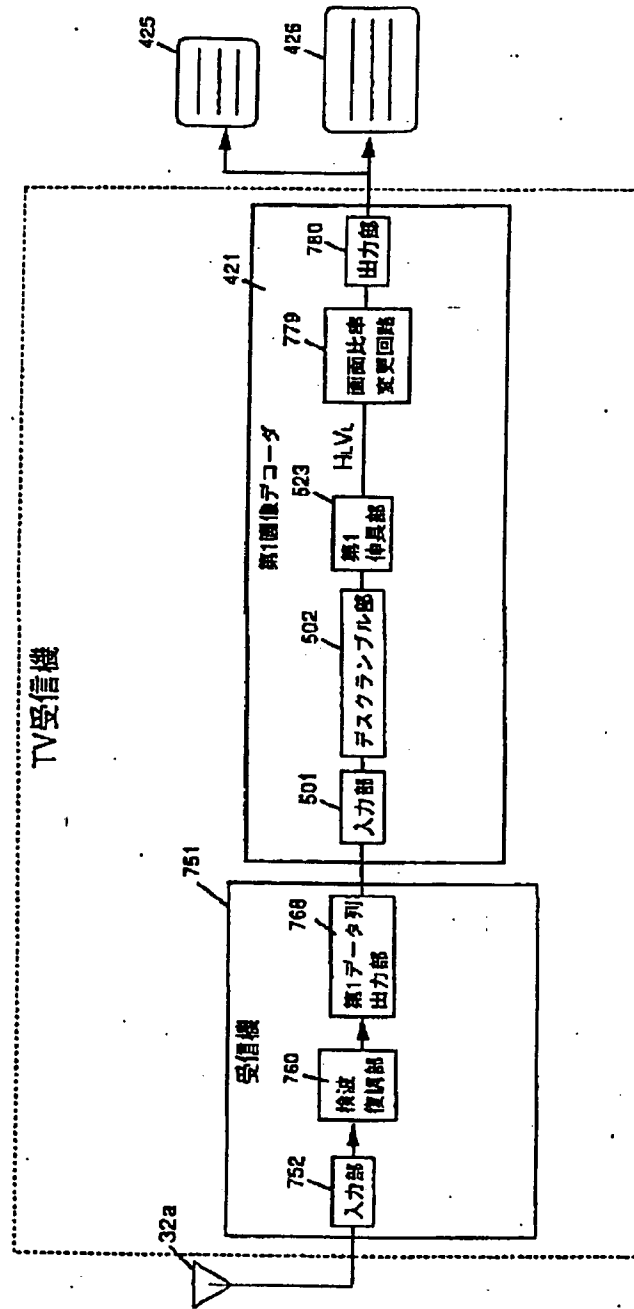
【図64】



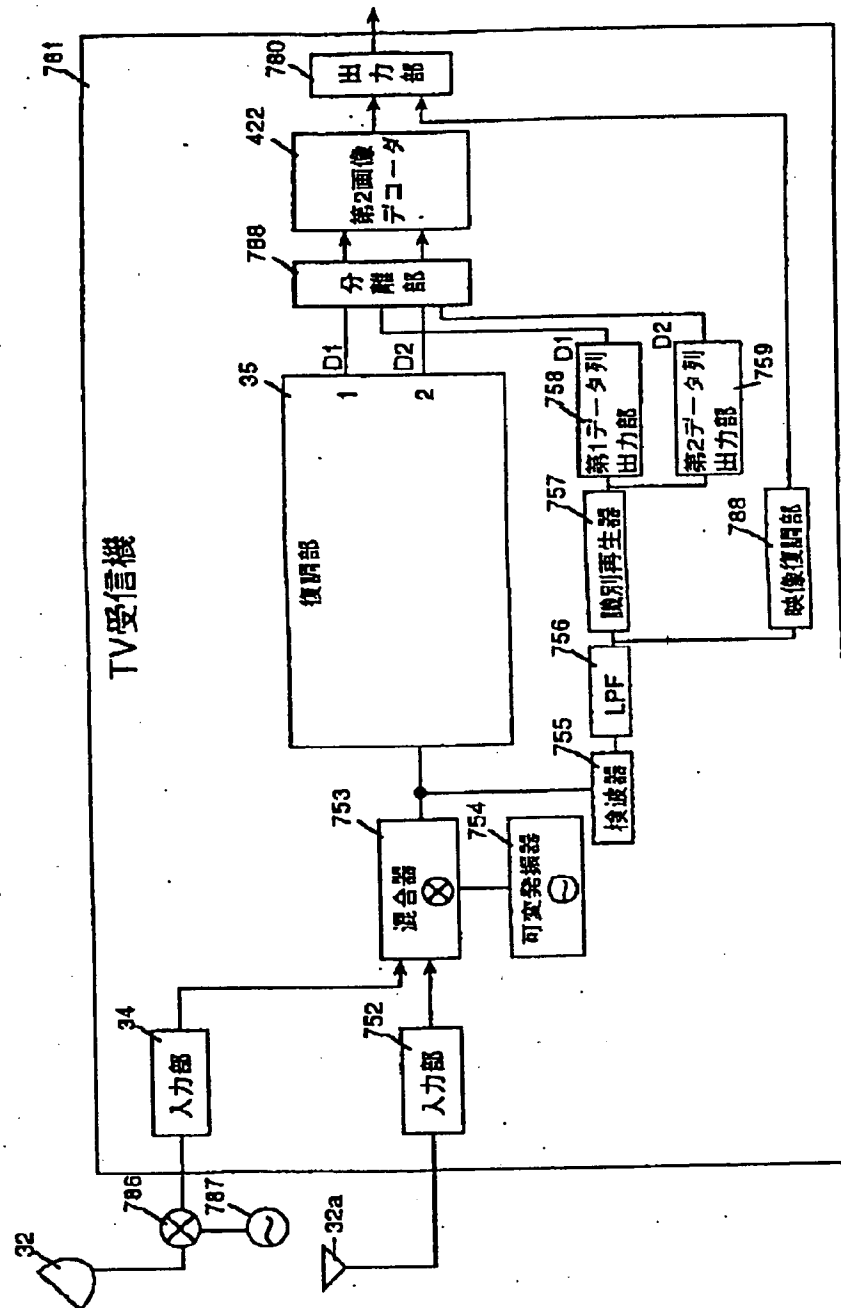
[illegible]

TV受信機

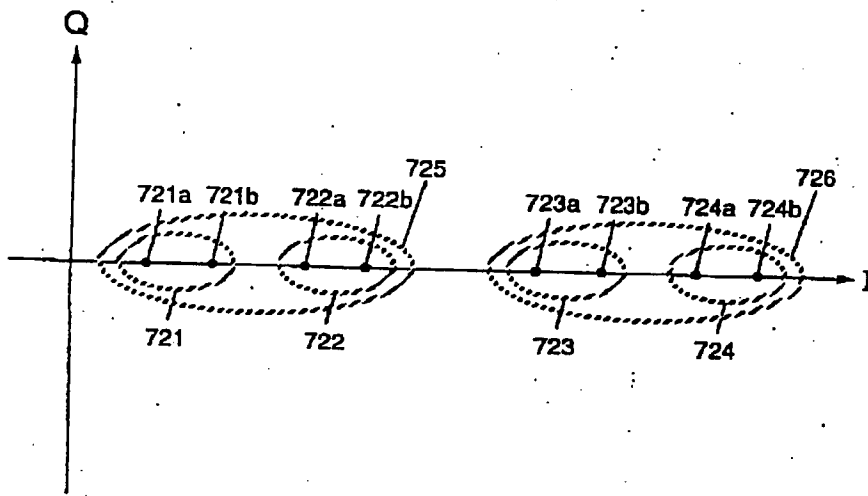
【図66】



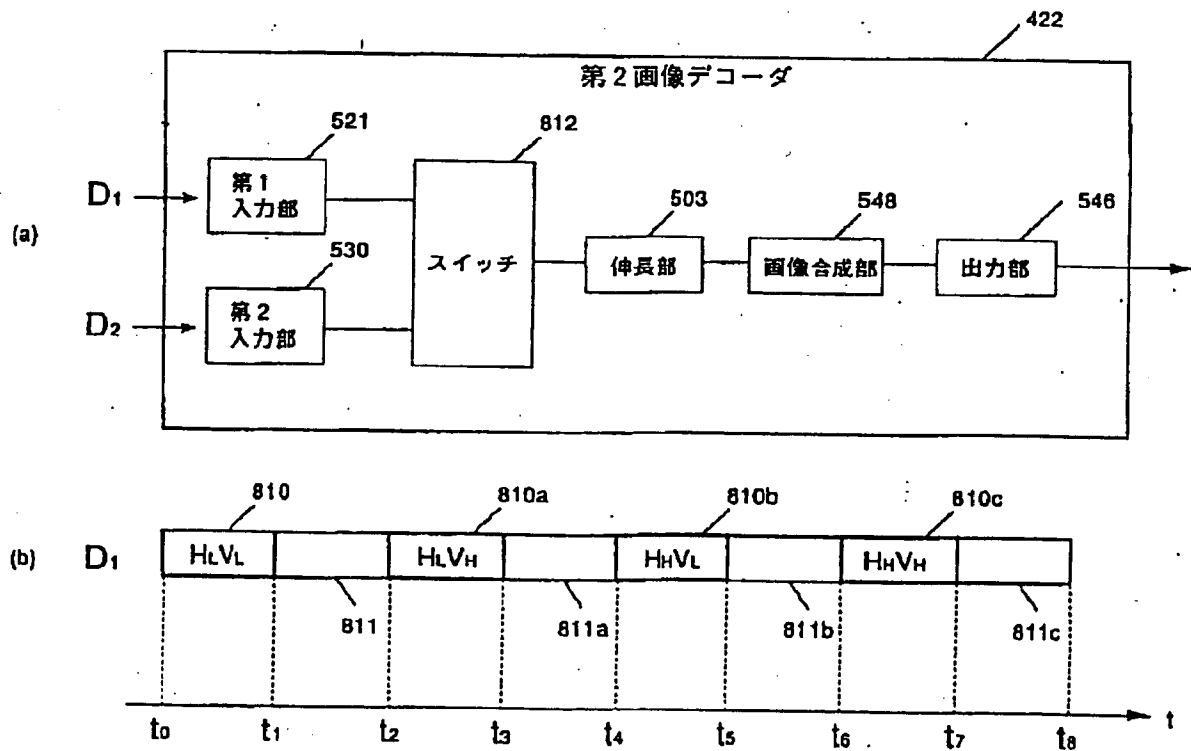
【図67】



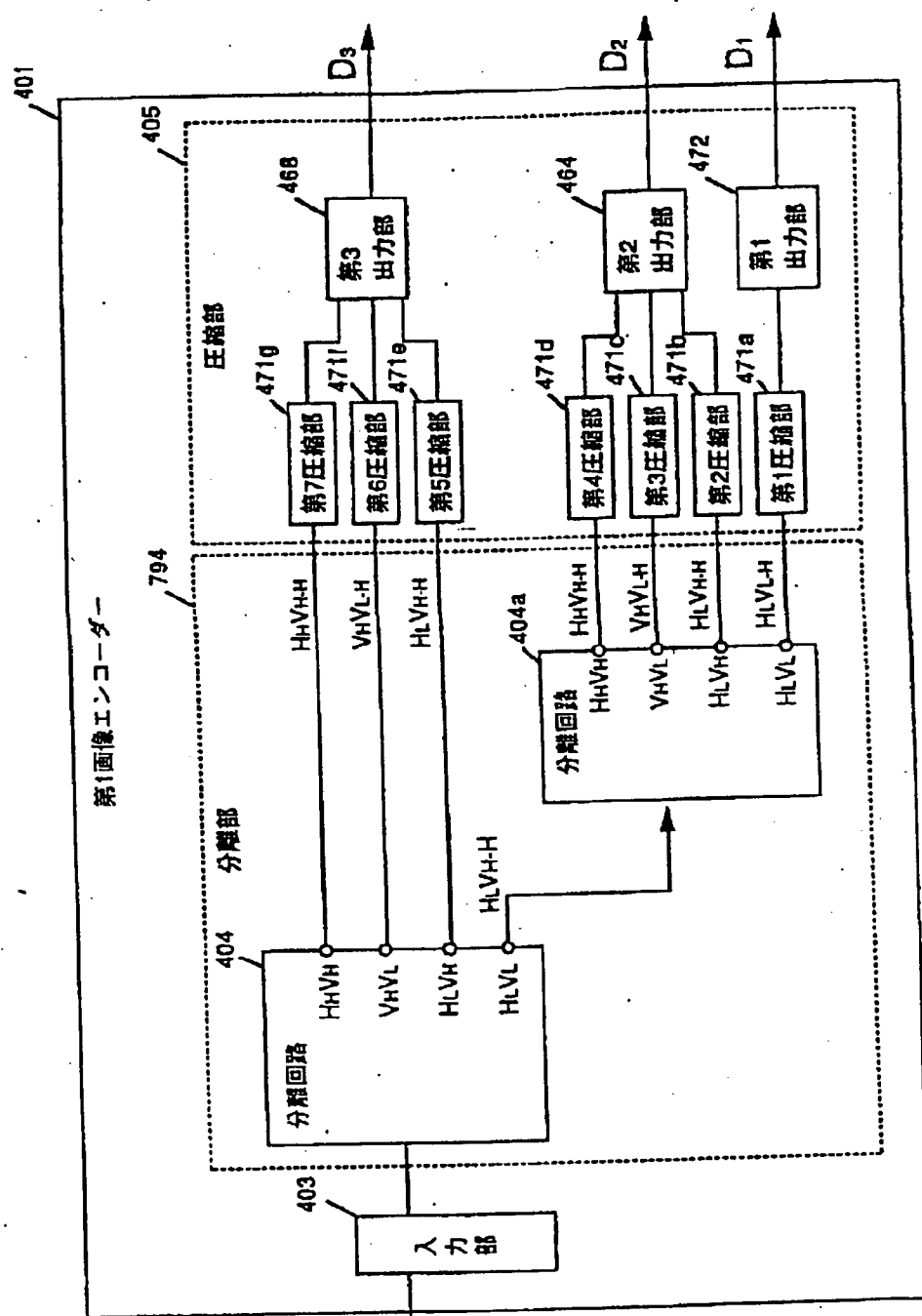
【図68】



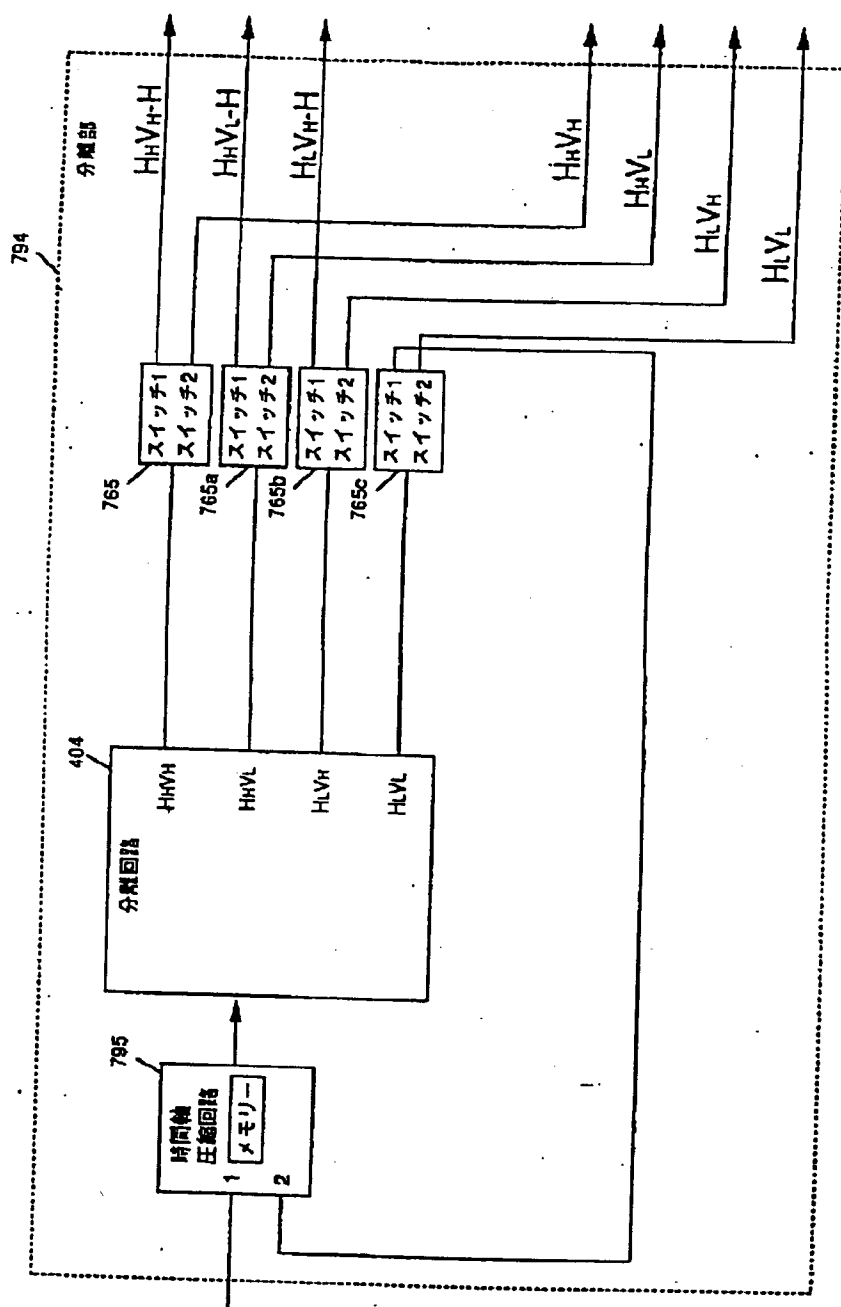
【図74】



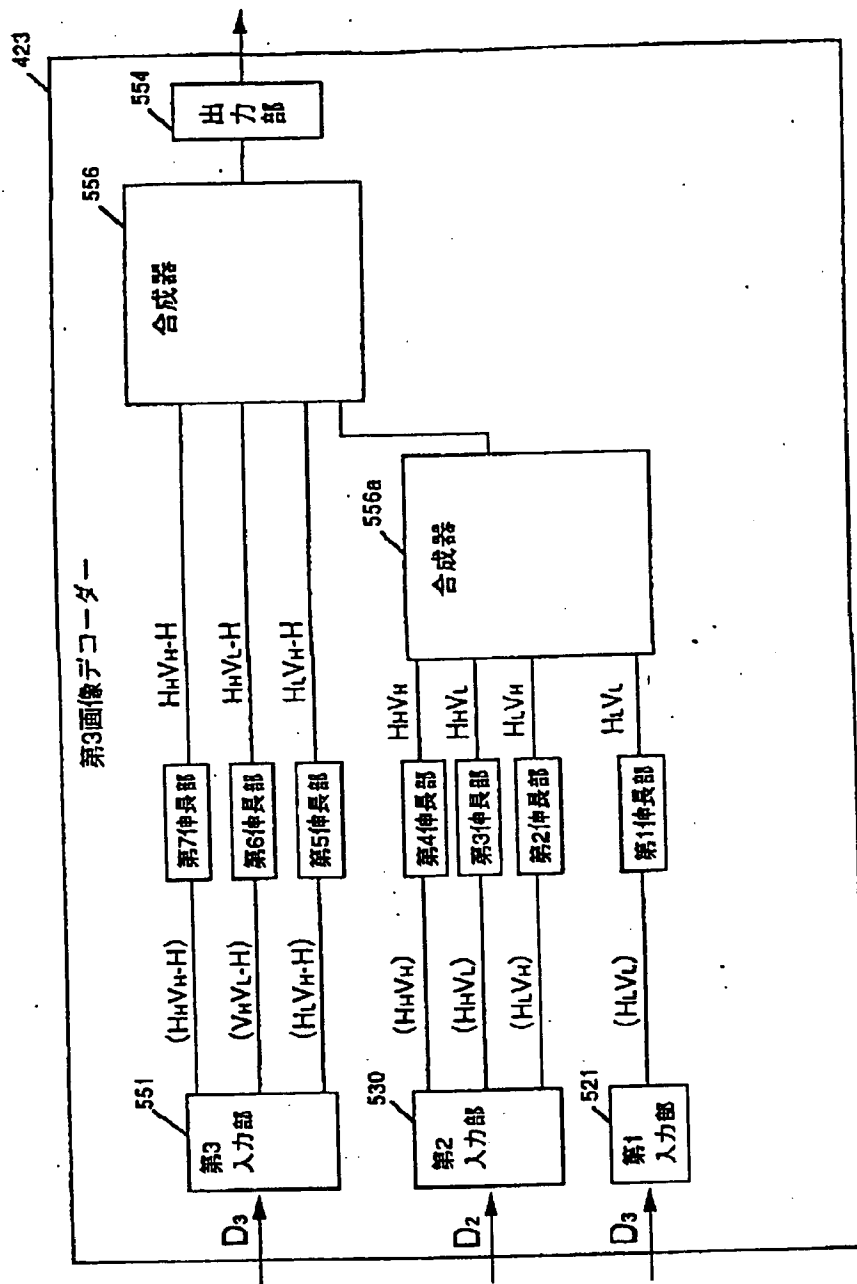
【図69】



【図70】



【図71】



第3画像デコーダ

第3画像デコーダ

第3入力部 (551) 第2入力部 (530) 第1入力部 (521)

第7伸長部 (522f) 第6伸長部 (522d) 第5伸長部 (522c) 第4伸長部 (522b) 第3伸長部 (522a) 第2伸長部 (522)

第1伸長部 (521)

合成器 (556) 出力部 (554)

765d 765c 765b 765a

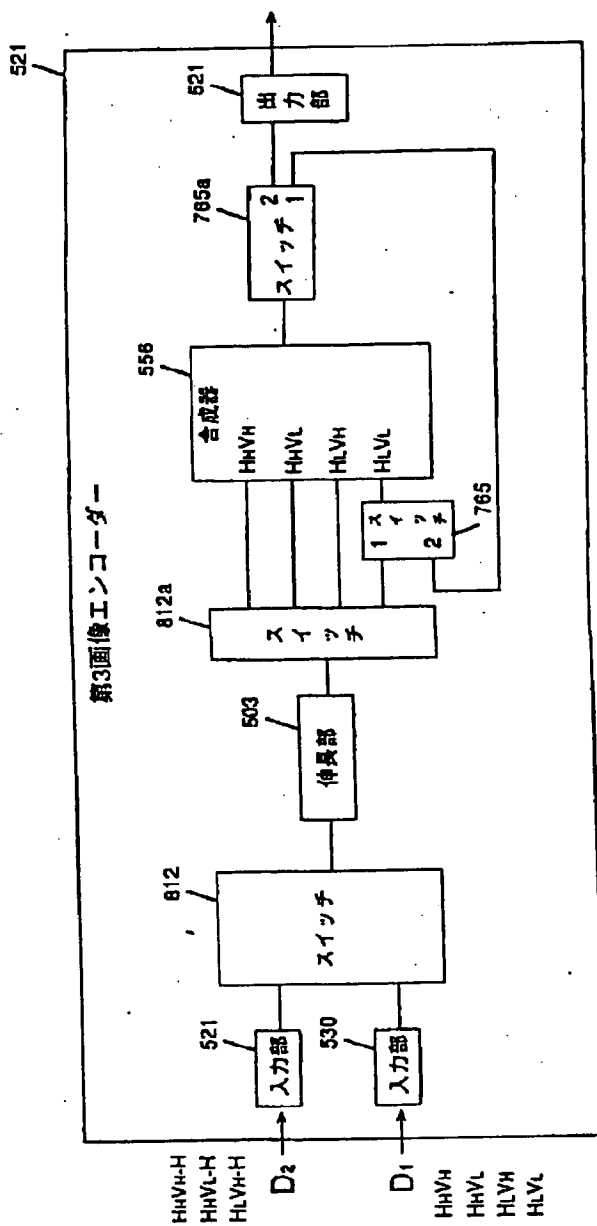
1スイッチ 2スイッチ

HHVH HHVL HLVL HLH

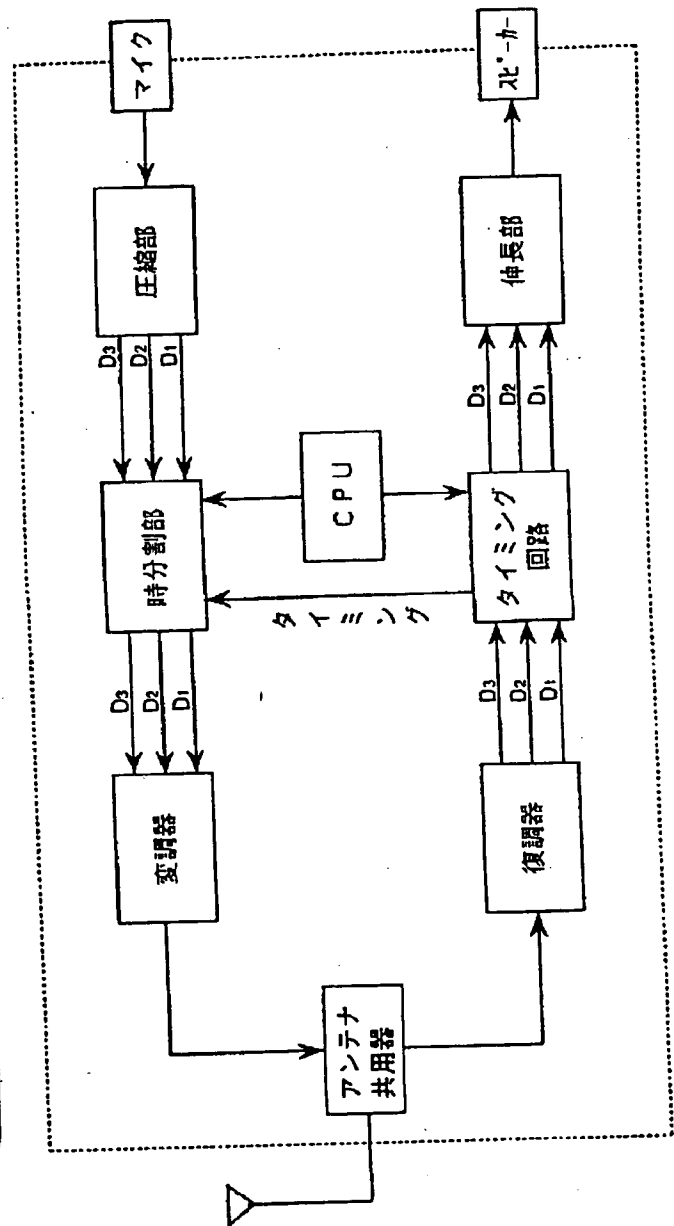
HHVH-H HHVL-H HLVL-H HHVH HHVL HLVL HHVH HHVL HLVL

D₃ D₂ D₁ D₄

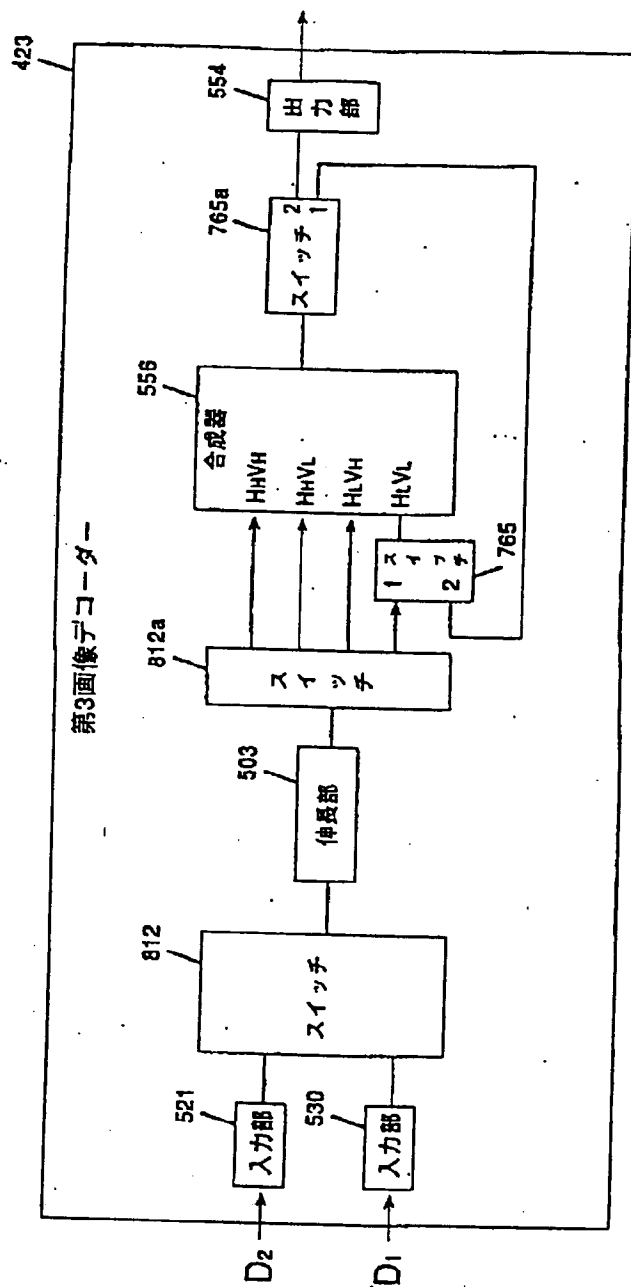
【図78】



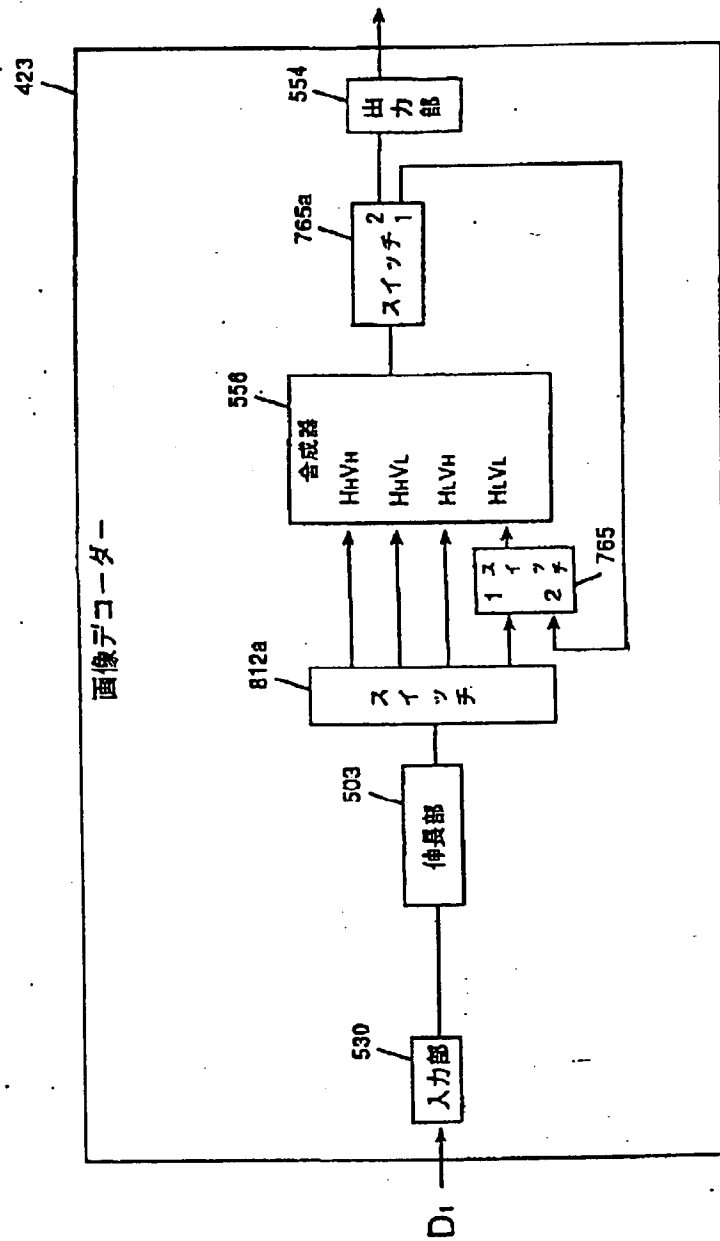
【図115】



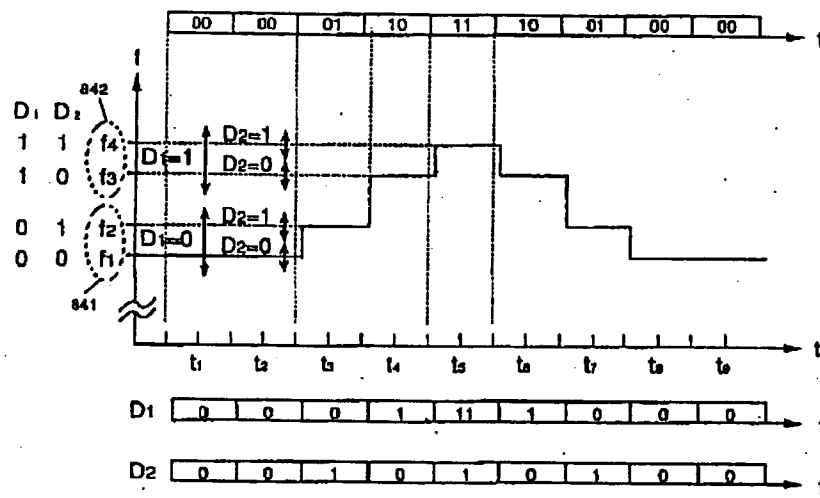
【図80】



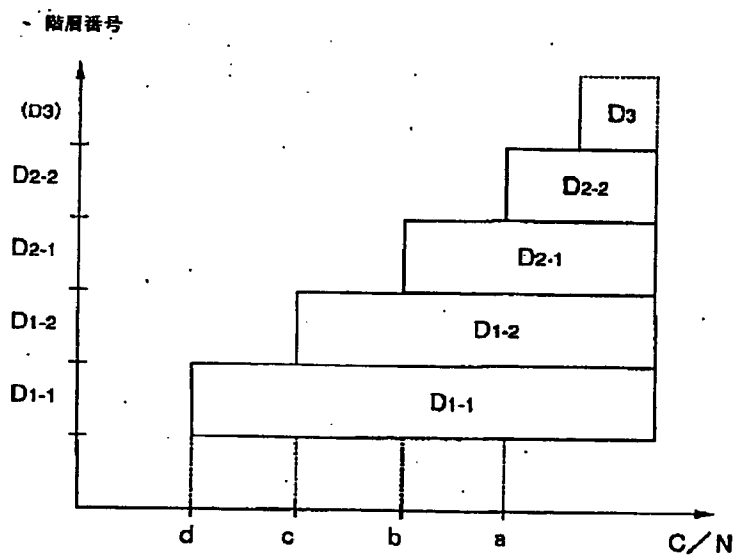
【図82】



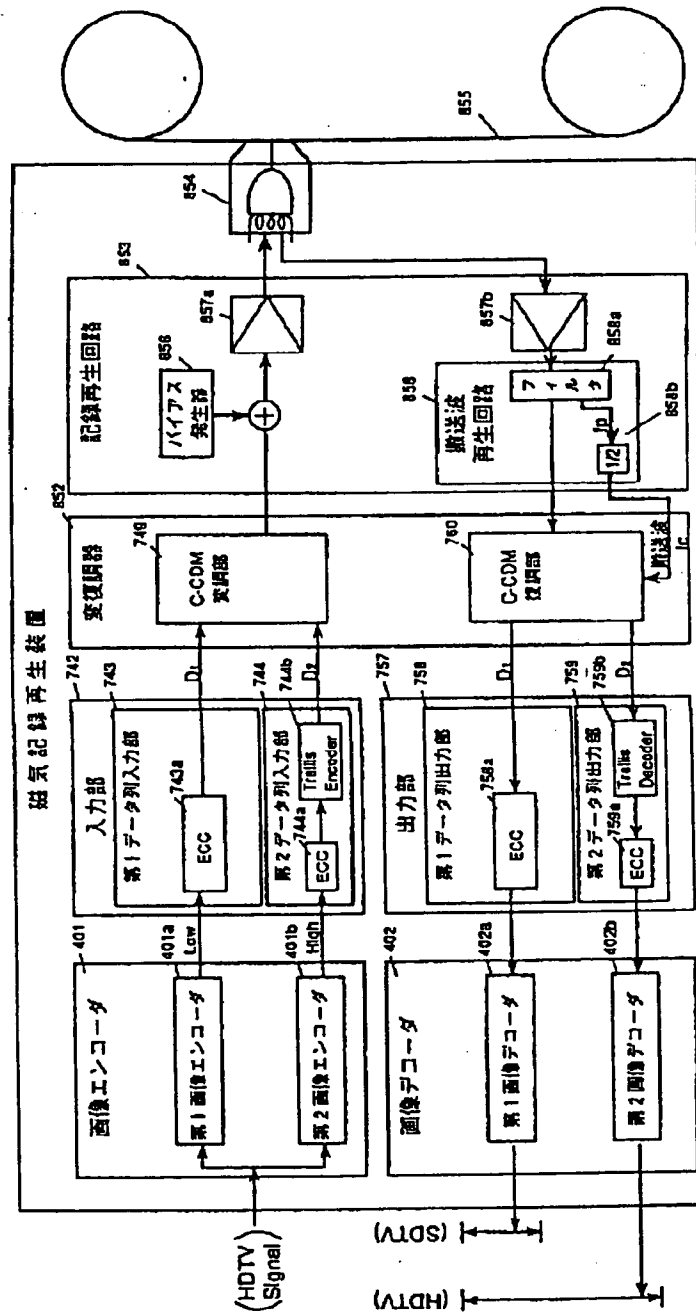
【図83】



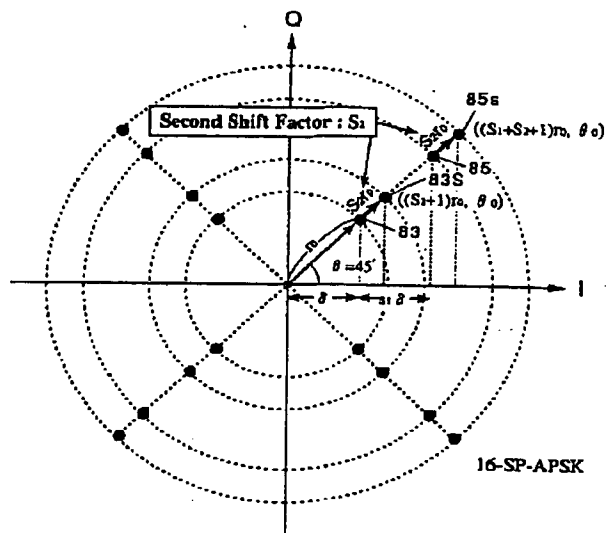
【図85】



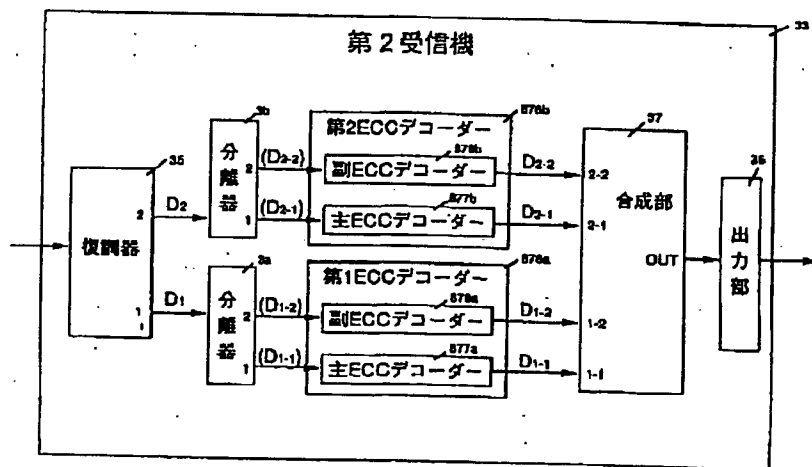
【図84】



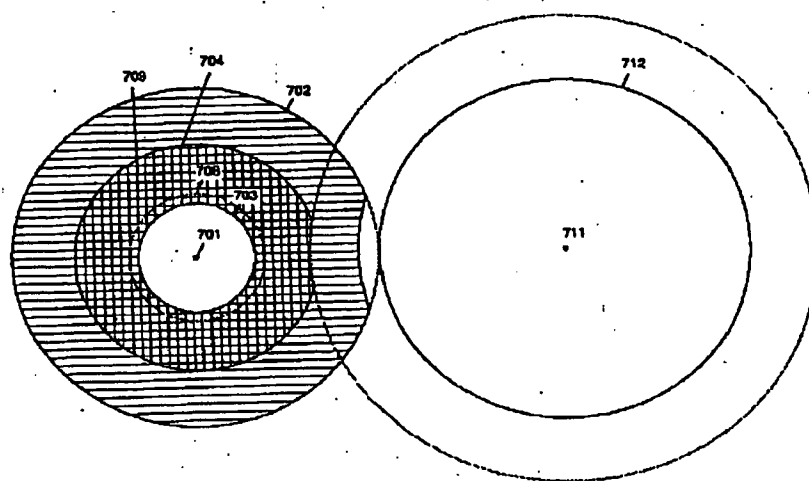
【図 140】



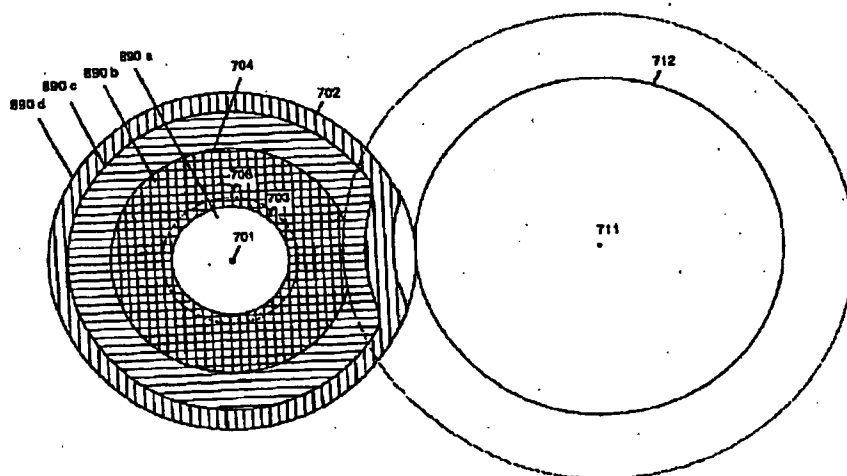
【图 88】



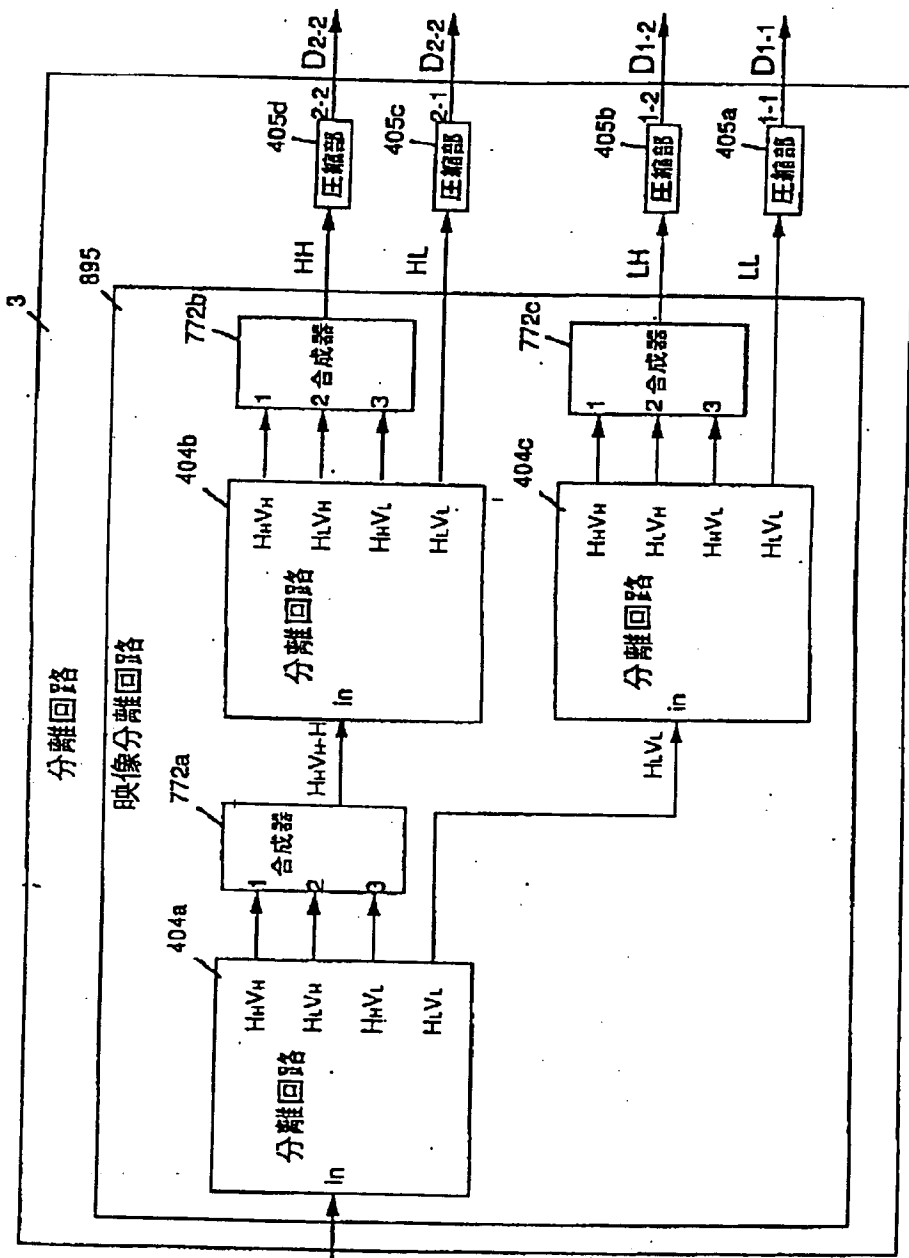
【図90】



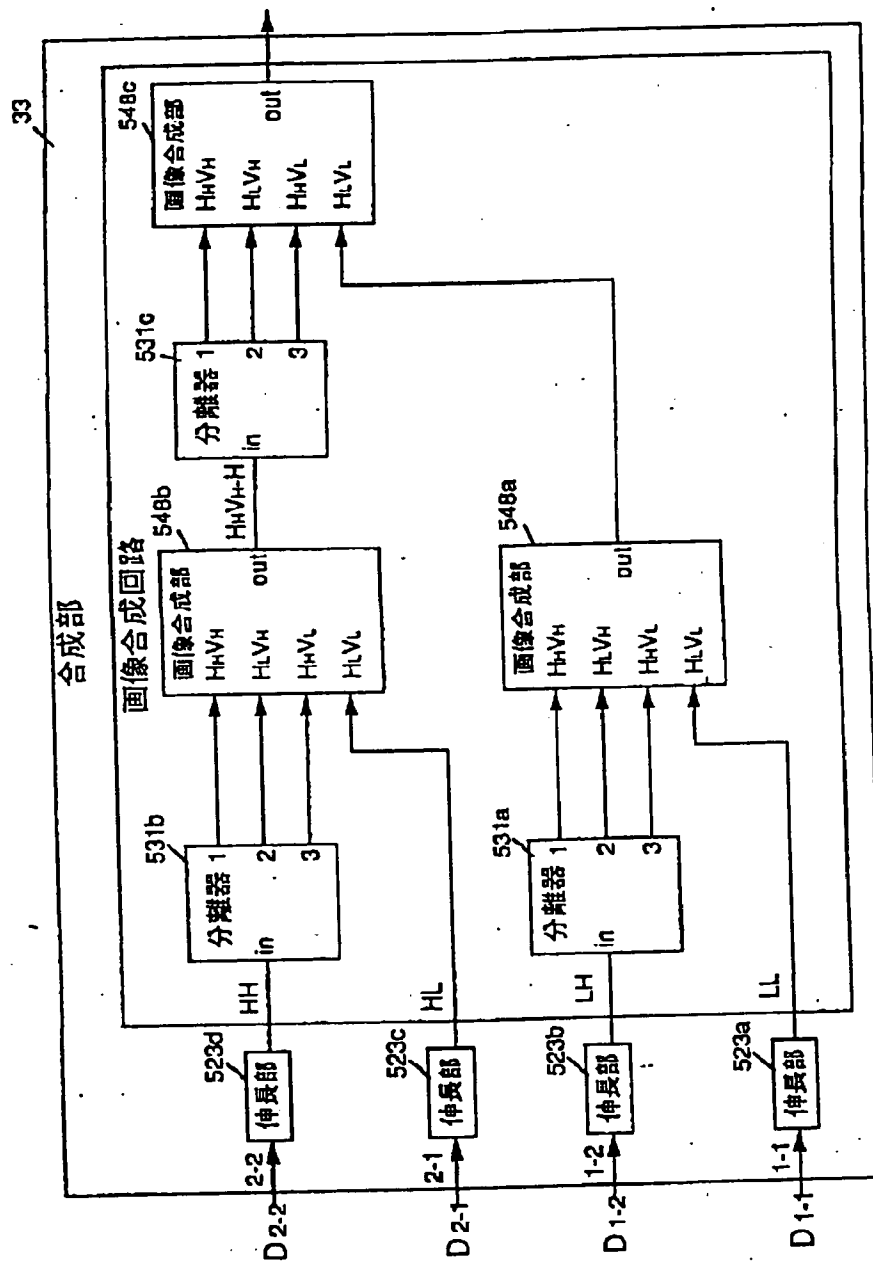
【図91】



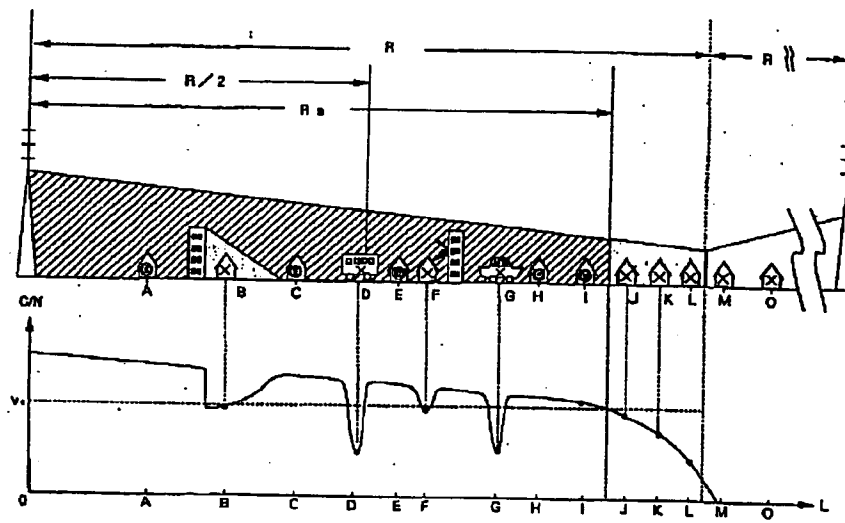
【図93】



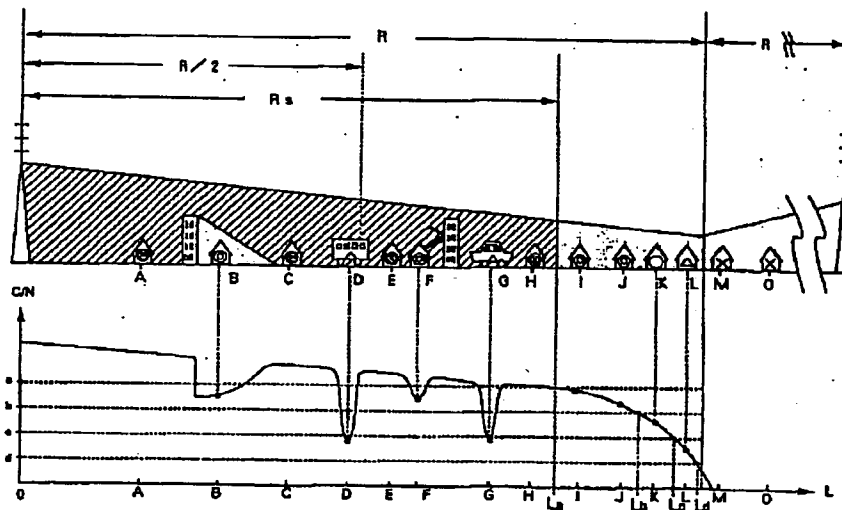
【図94】



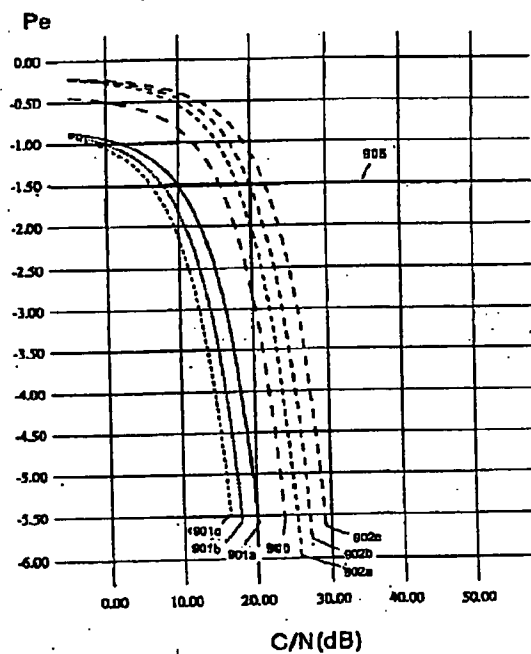
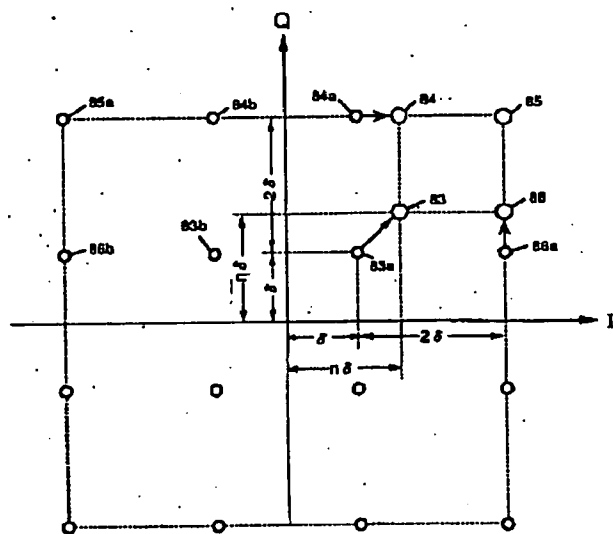
【図96】



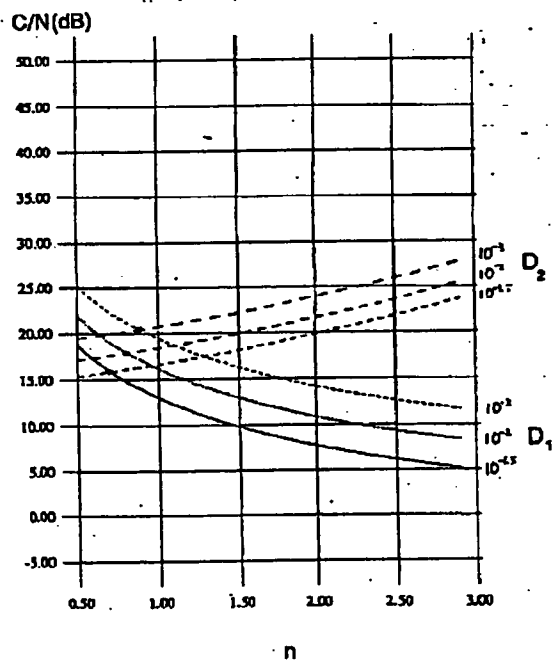
【図97】



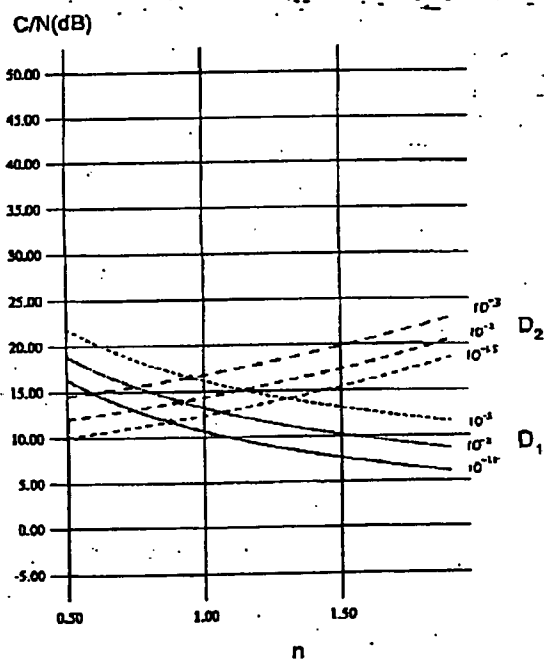
【☒ 1 0 1】



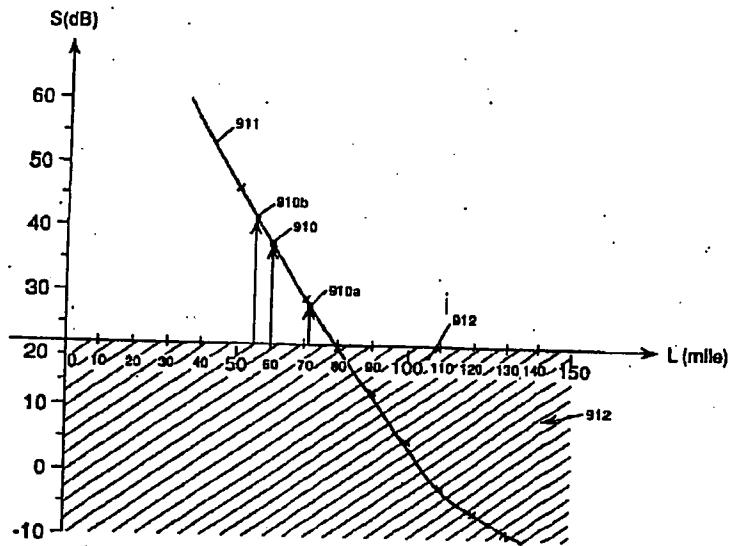
【☒ 1 0 3】



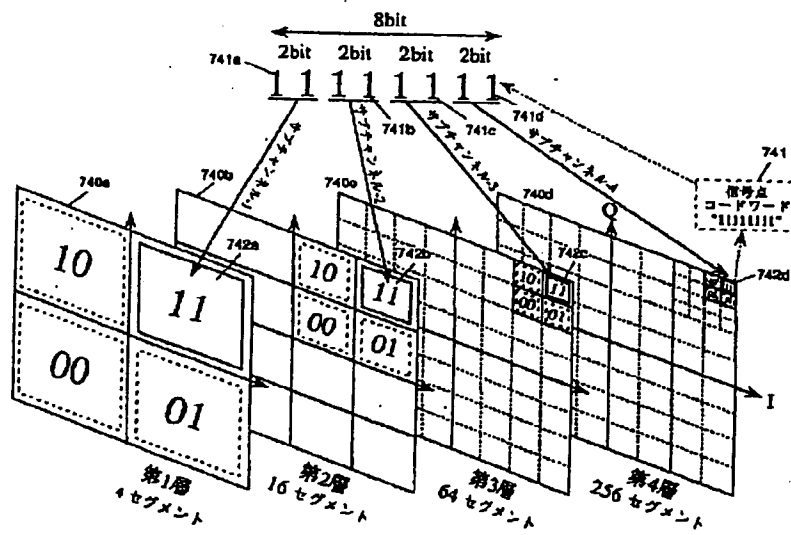
【图 104】



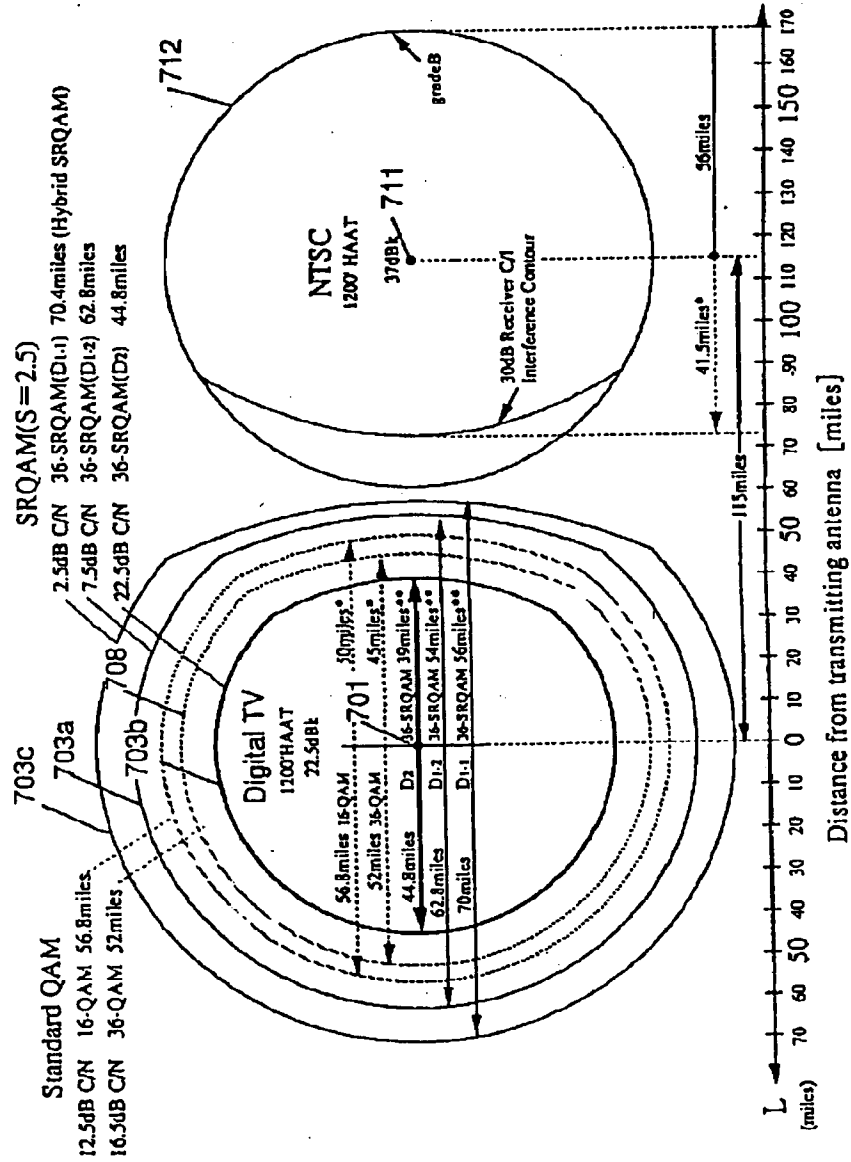
【図105】



【図110】



【図106】



Standard QAM

12.5dB C/N 16-QAM 56.8miles.
16.5dB C/N 36-QAM 52miles

703c
703a
703b
708
5dB C/N
10dB C/N
20dB C/N

Digital TV
1200 HAAT
32.5 dBk

56.8 miles 16-QAM
52 miles 36-QAM
47.8 miles D2
59.8 miles D1-2
65.8 miles D1-1

701
701
701
701
701

30 miles*
45 miles*
42 miles**
53 miles**
56 miles**

SRQAM(D1-1) 65.8miles (Hybrid SRQAM)
36-SRQAM(D1-2) 59.8miles
36-SRQAM(D2) 47.8miles

NTSC
1200 HAAT
37 dBk

30dB Receiver C/I
Interference Contour

712
711
grade B

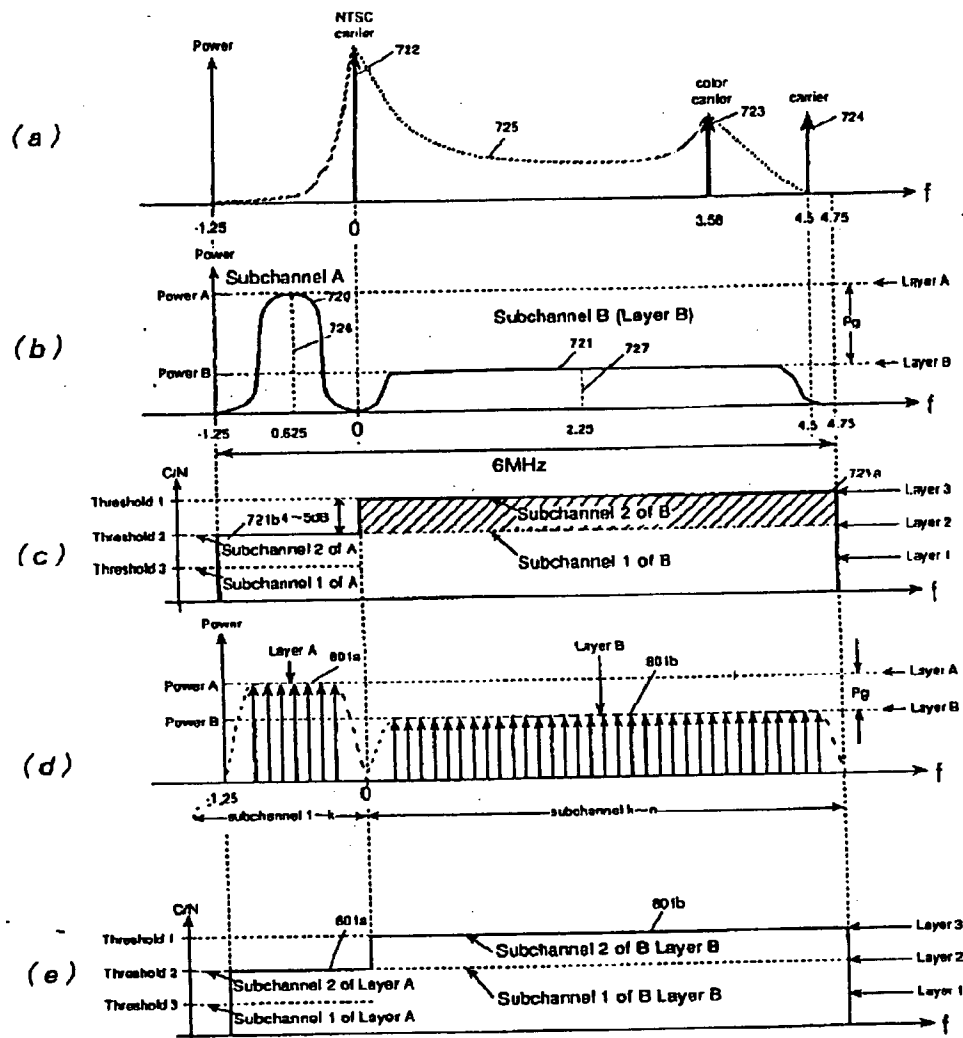
41.5 miles*
56 miles

Distance from transmitting antenna [miles]

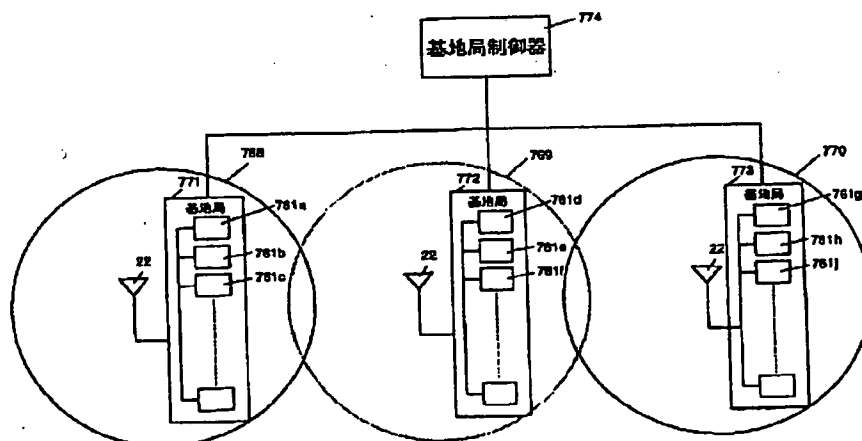
L
70 60 50 40 30 20 10 0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170
(miles)

** : approximately calculated

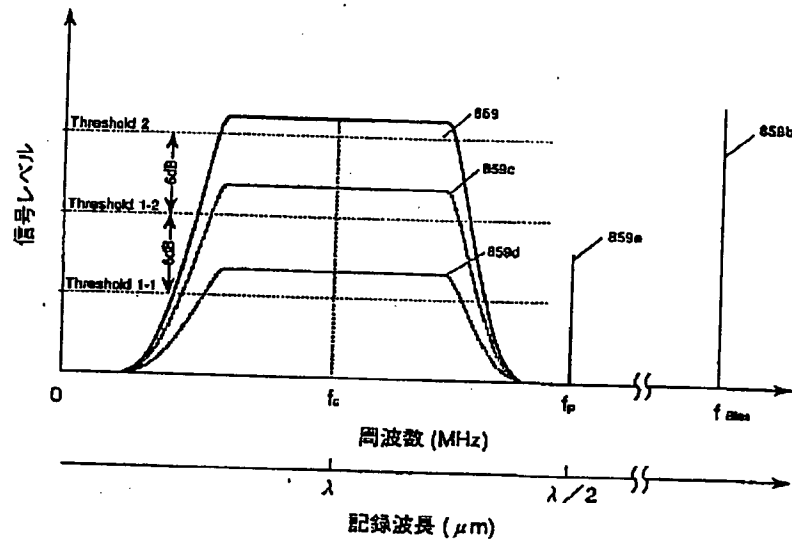
【図108】



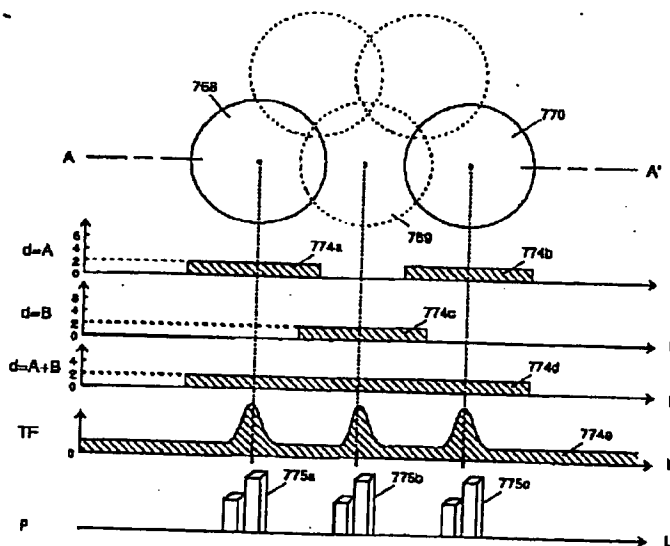
【図116】



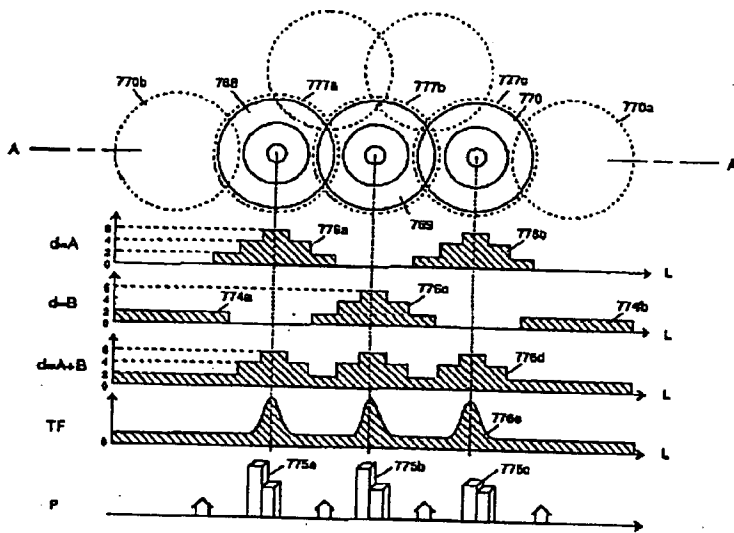
【図113】



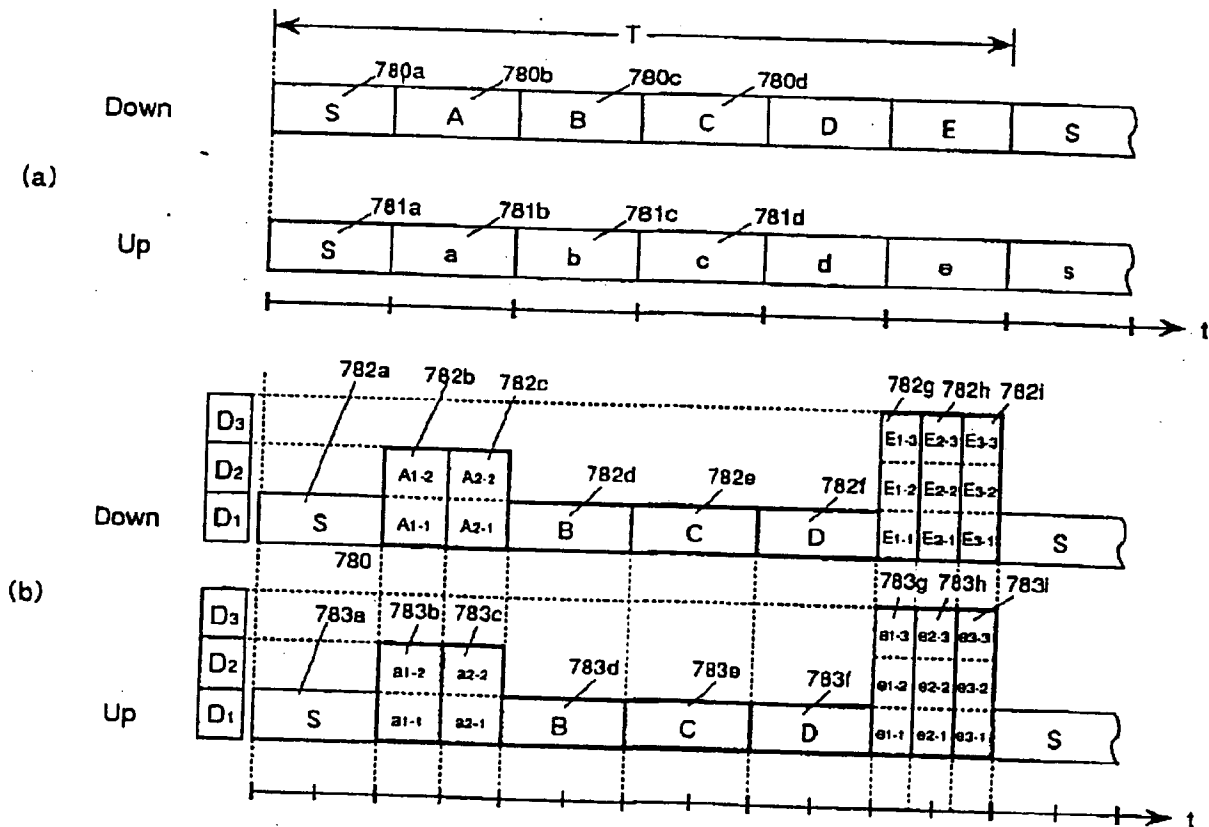
【図117】



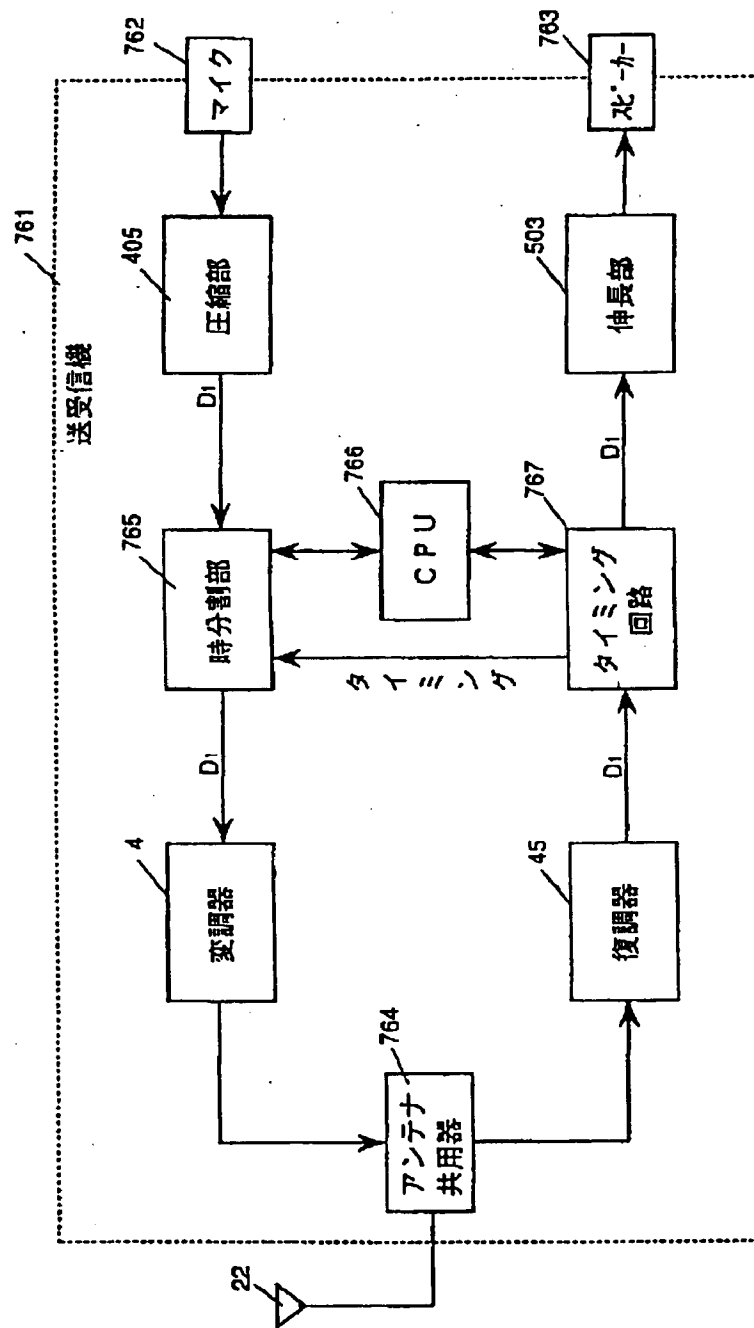
【図 118】



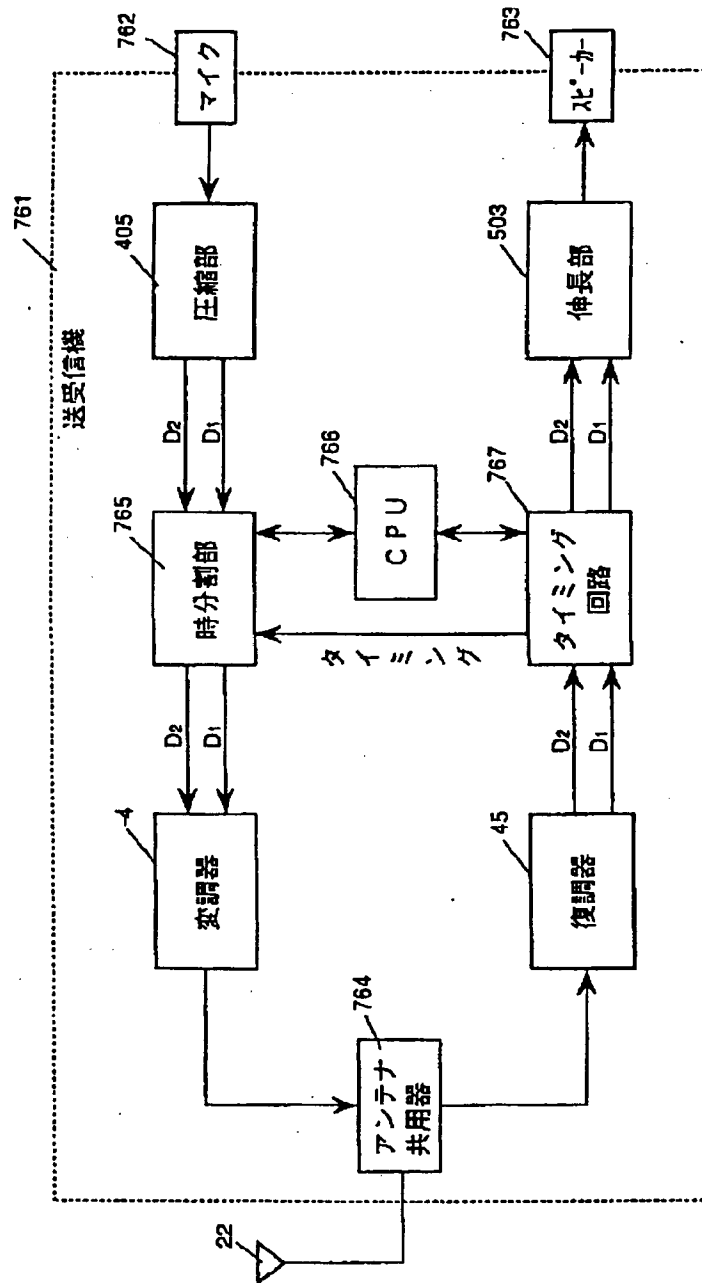
【図 119】



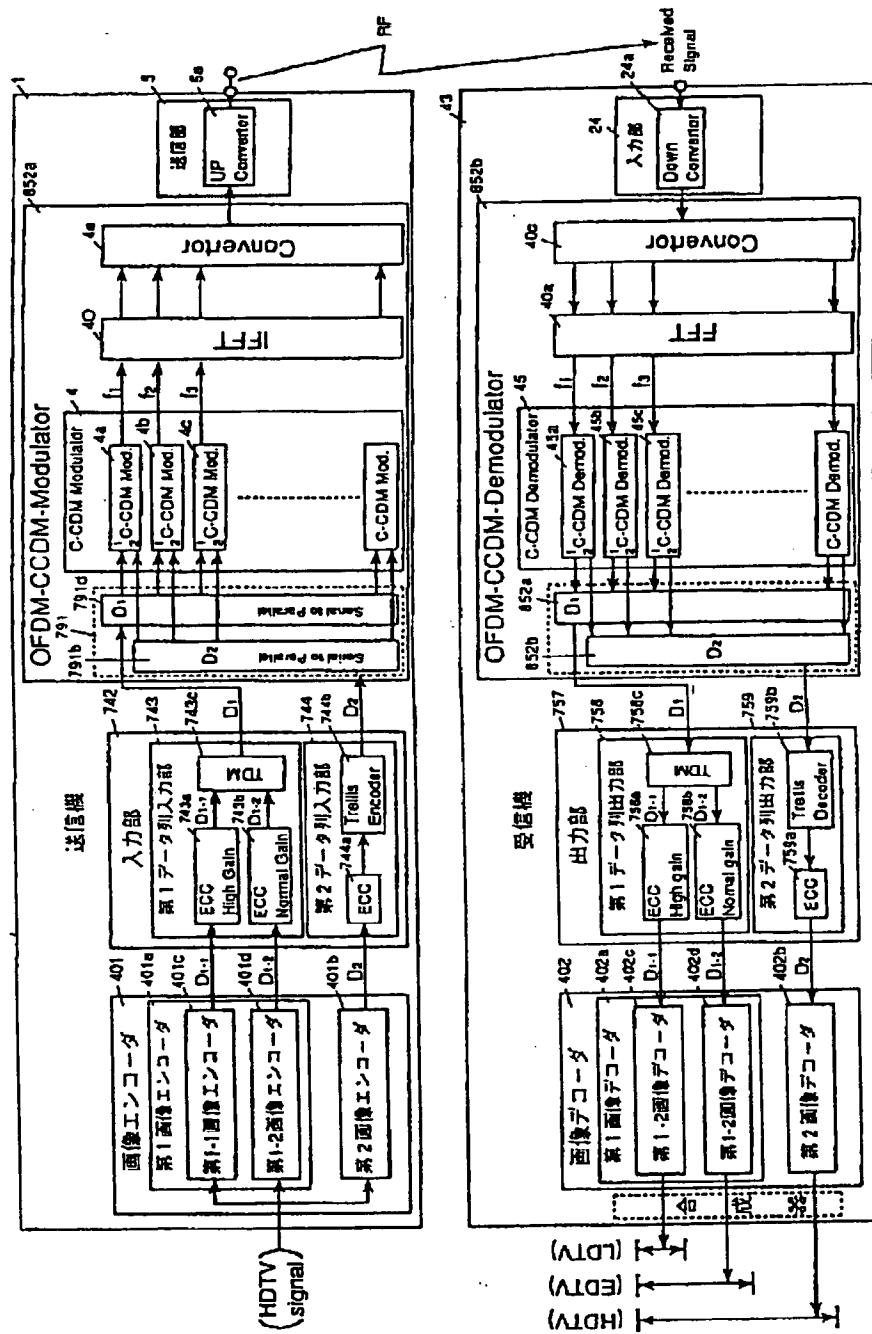
【図121】



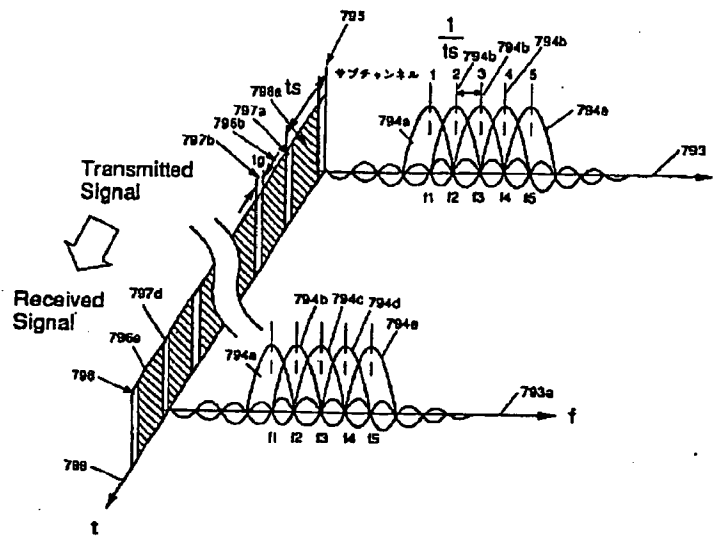
【図 122】



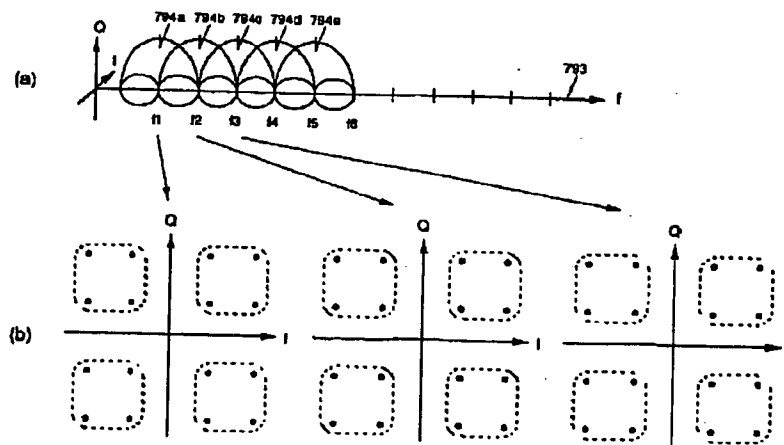
【図123】



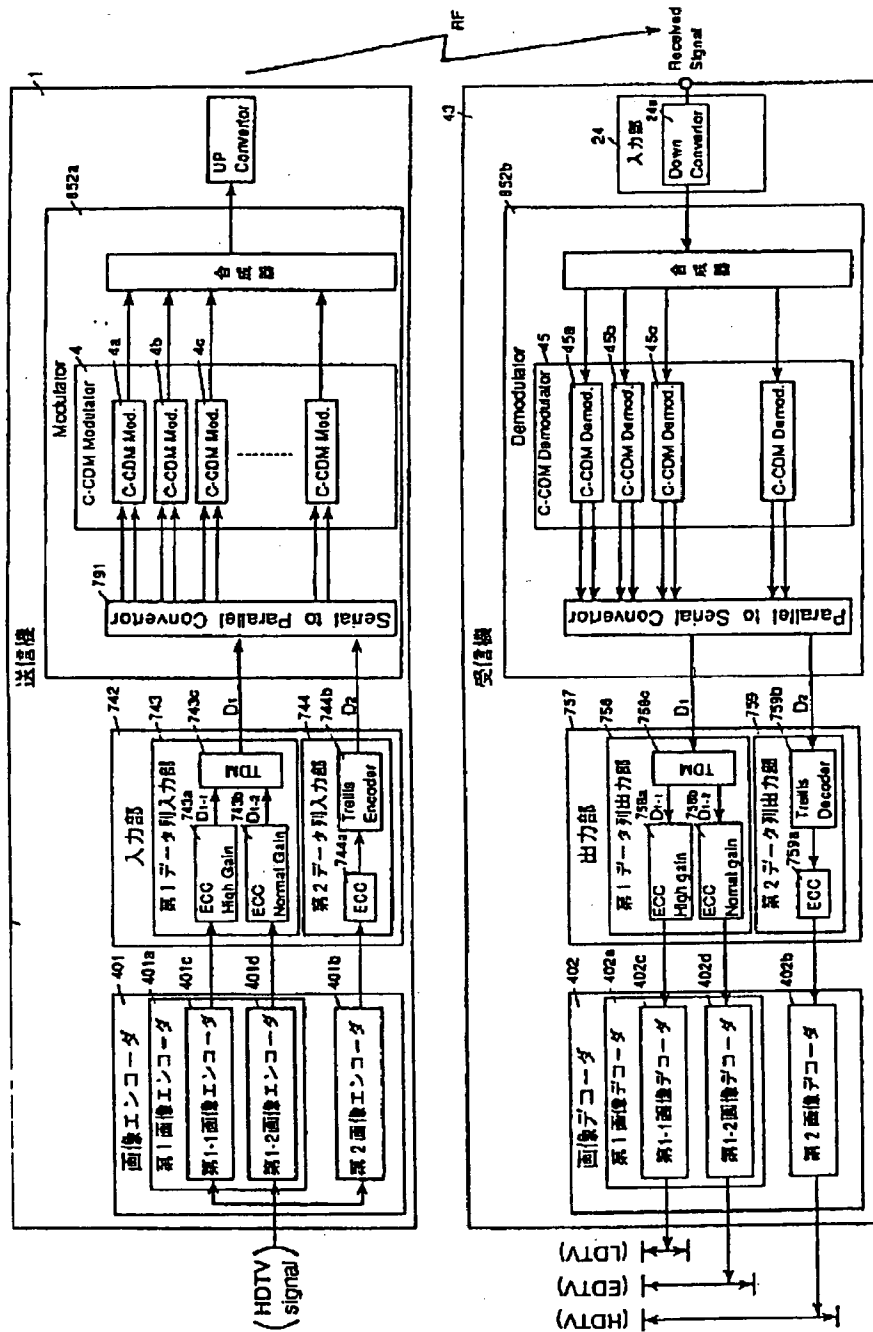
【図124】



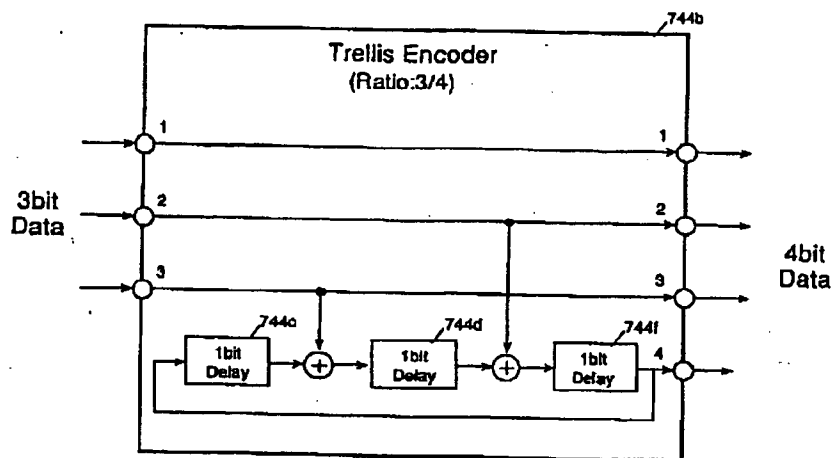
【図125】



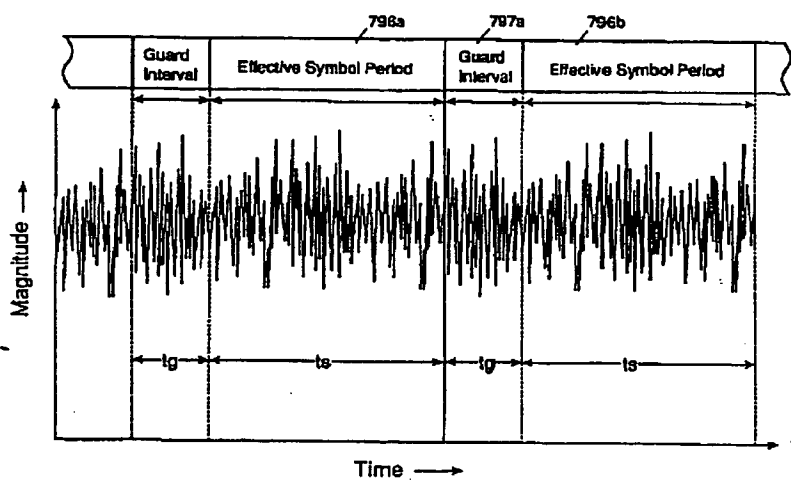
【図127】



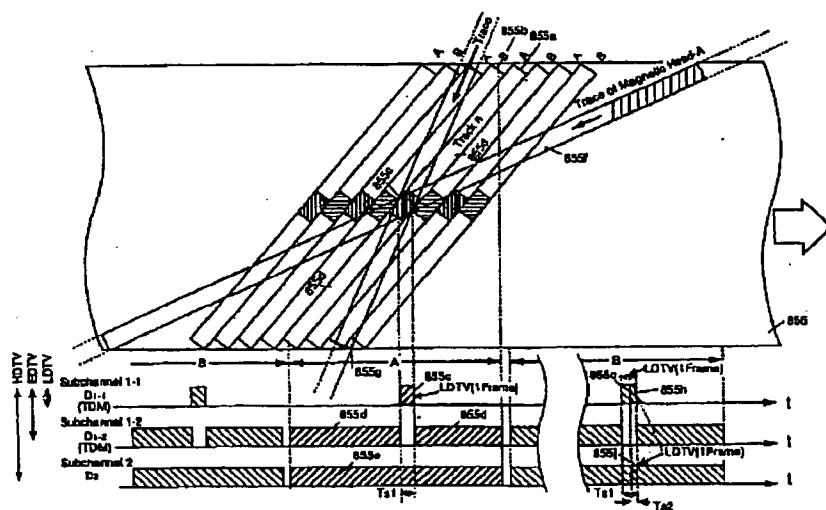
【☒ 1 2 8】



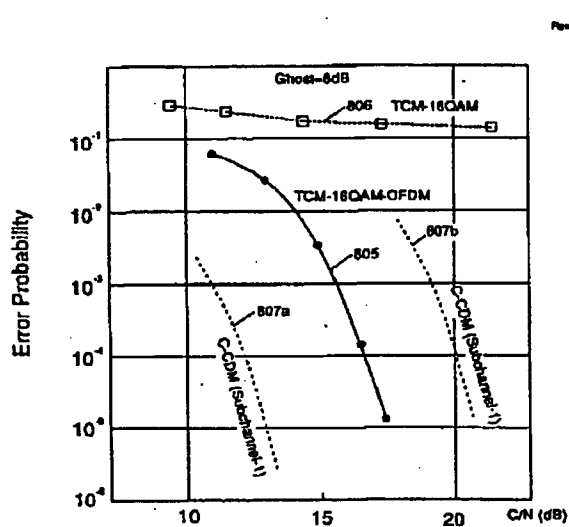
【图 1 2 9】



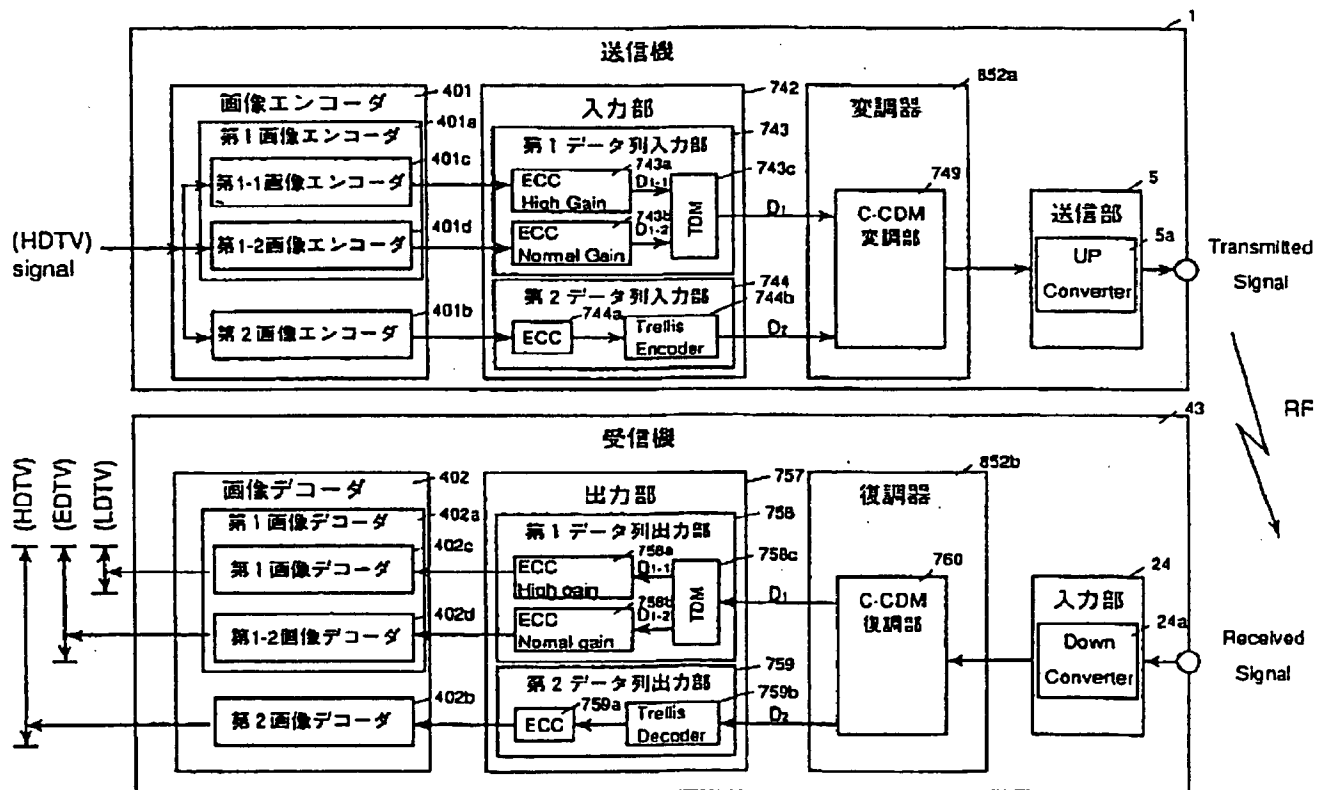
【☒ 1 3 2】



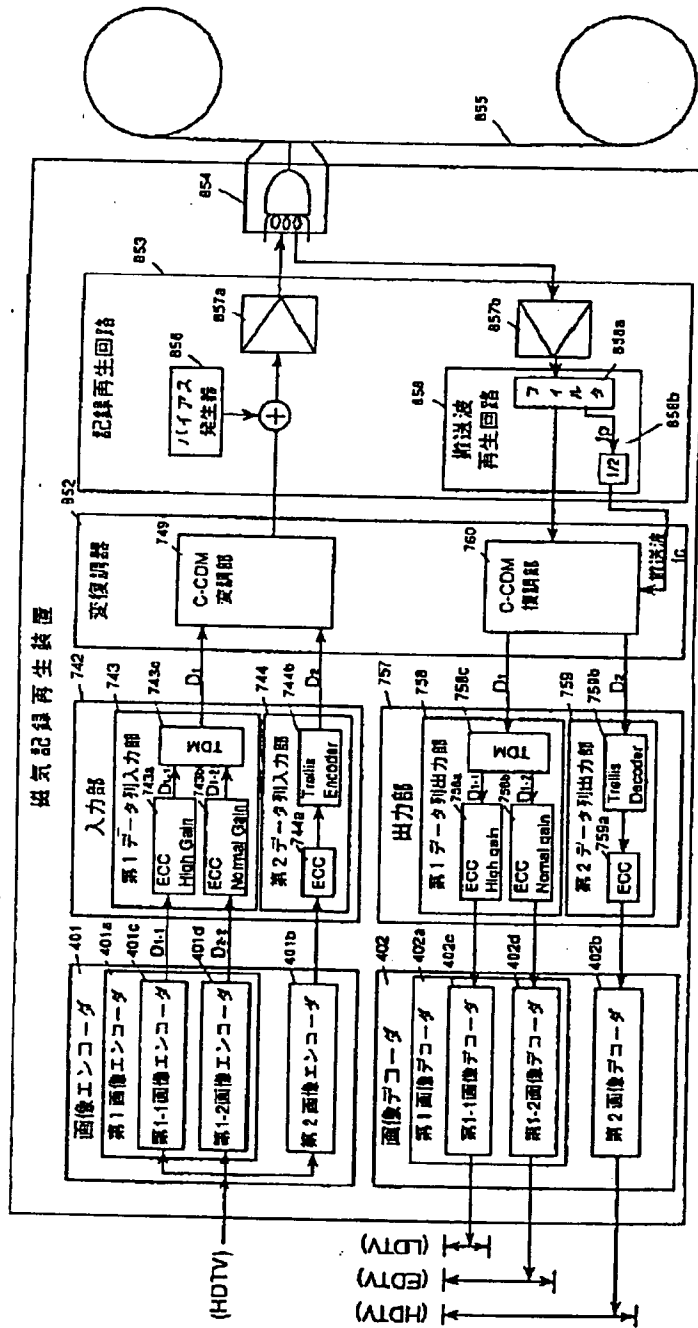
【図130】



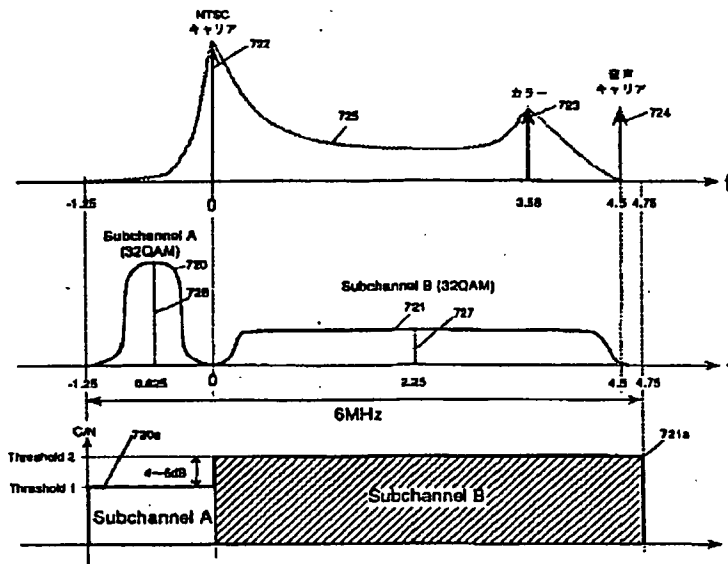
【図133】



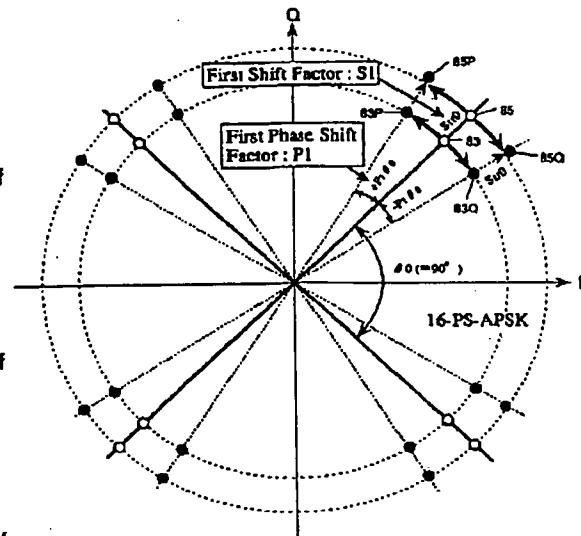
【図131】



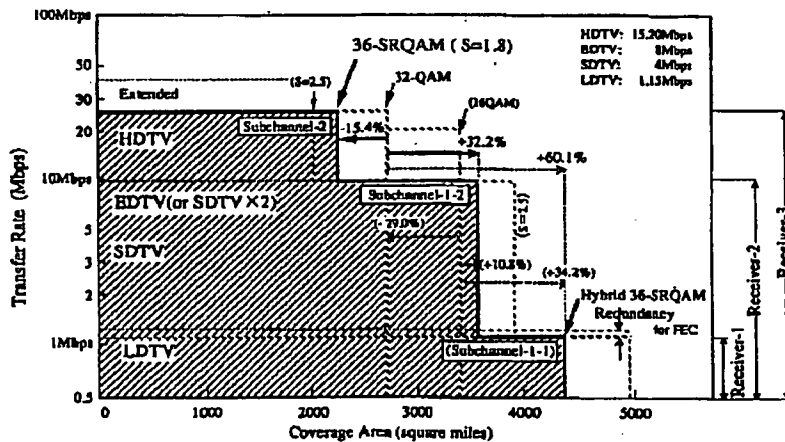
【図134】



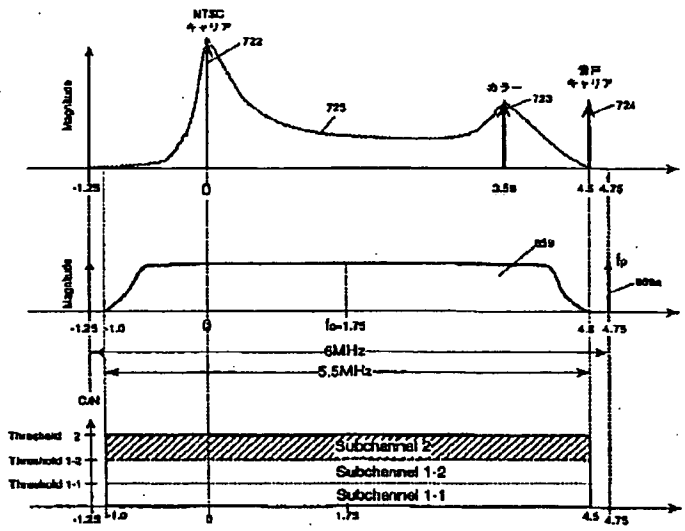
【図142】



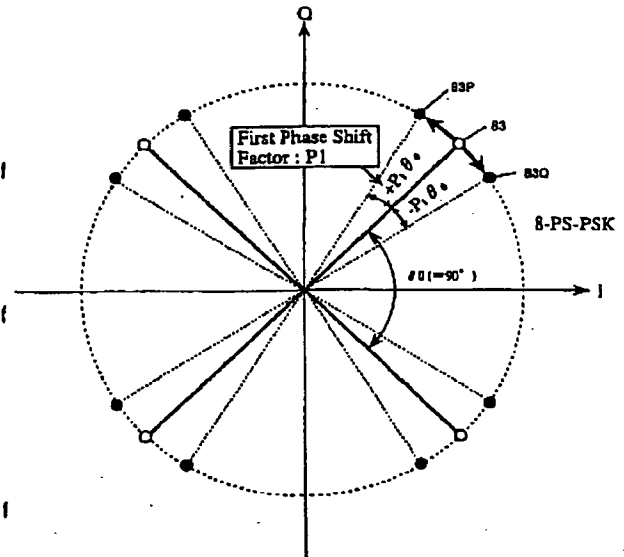
【図135】



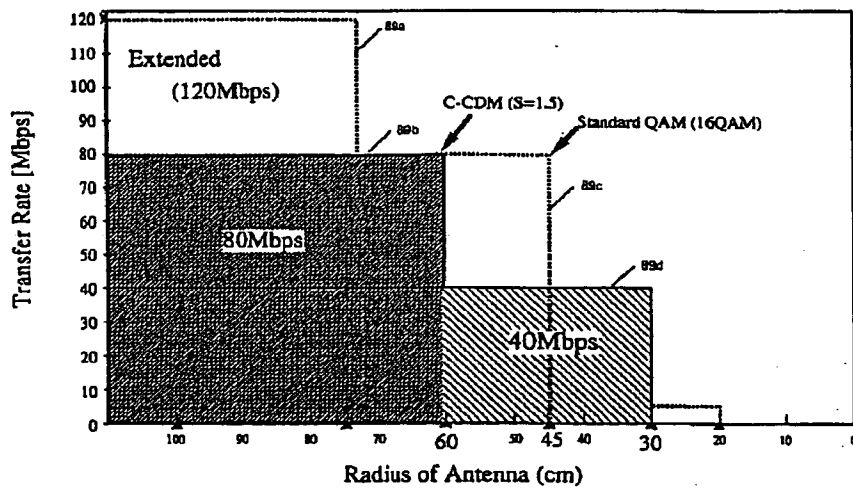
【図136】



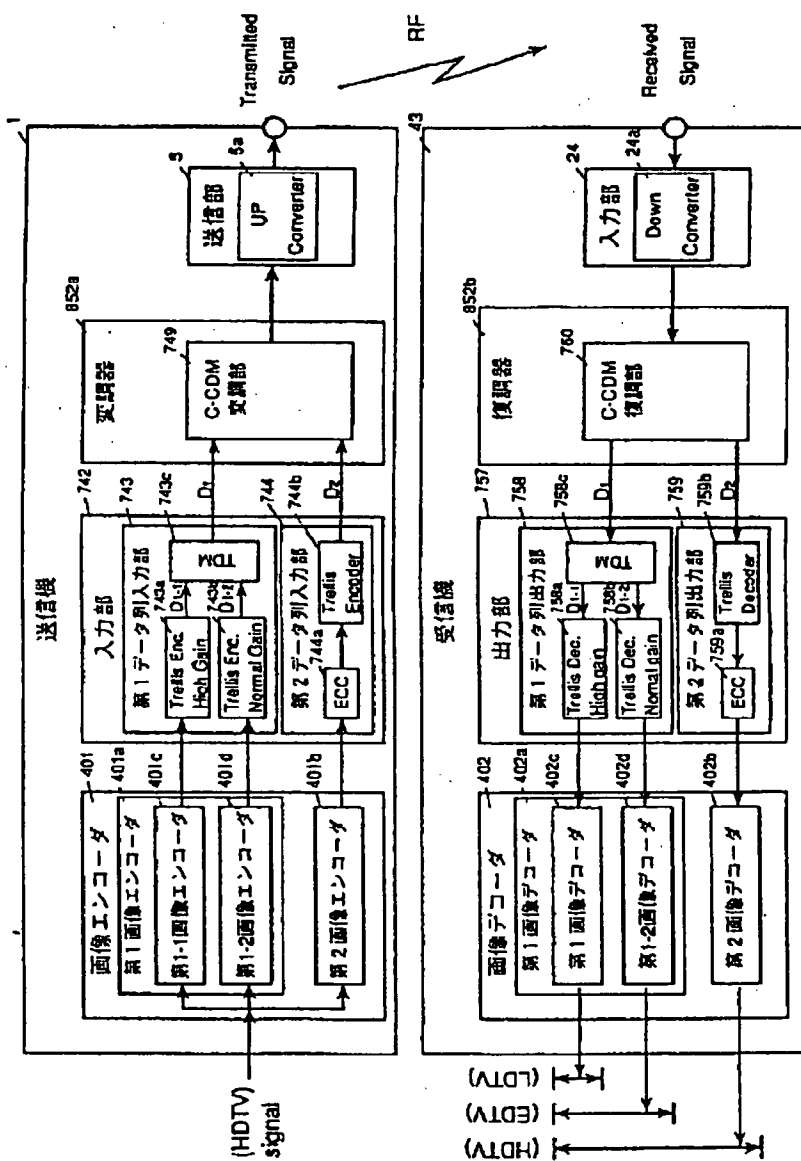
【図141】



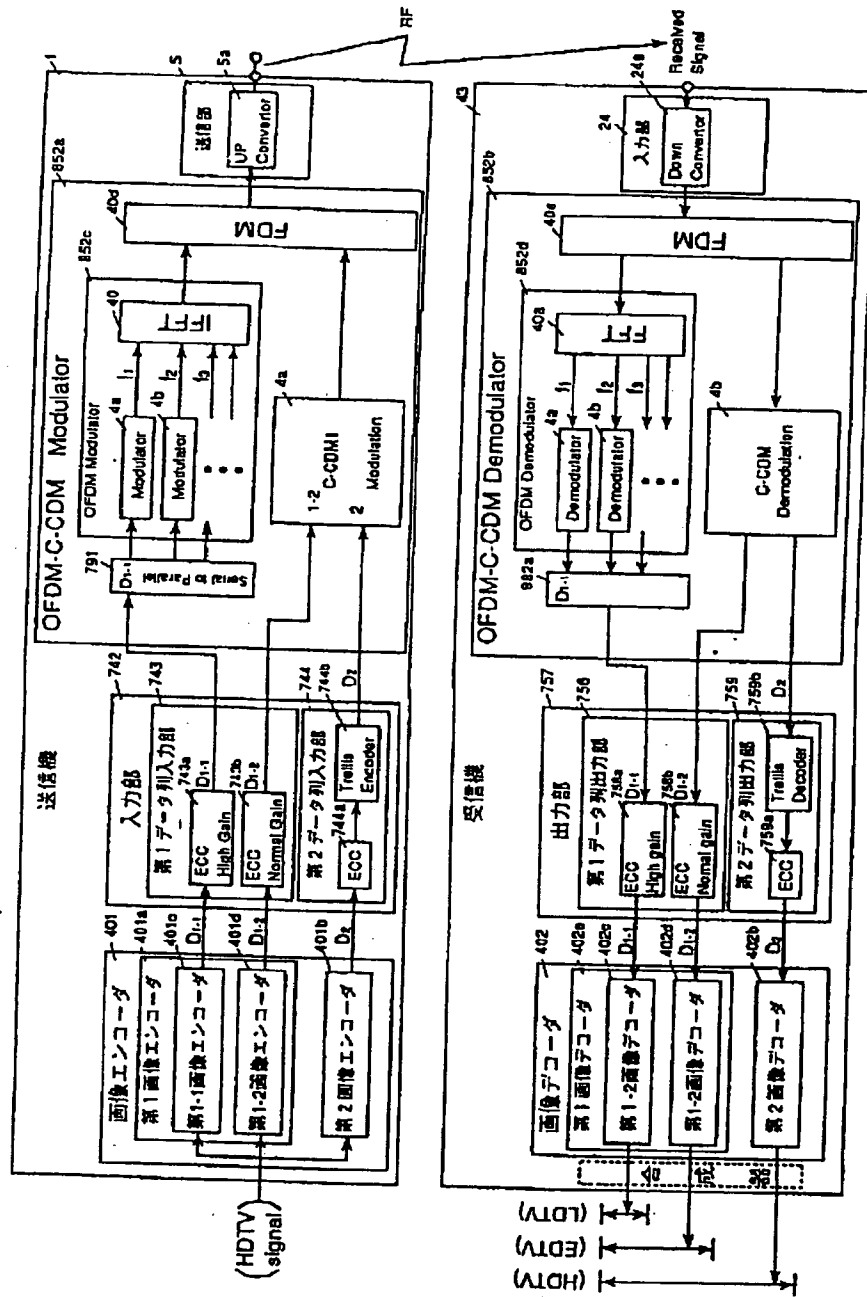
【図143】



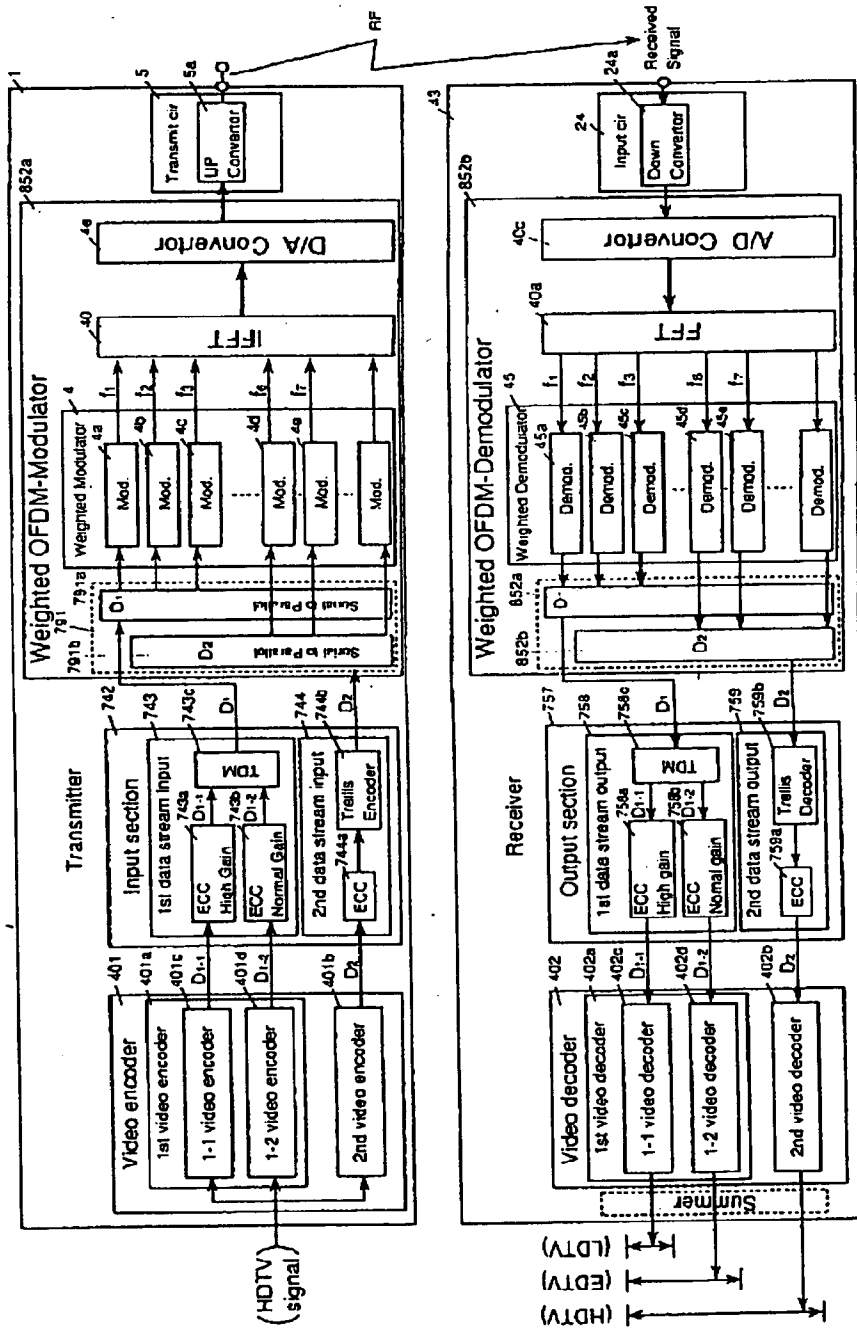
【図137】



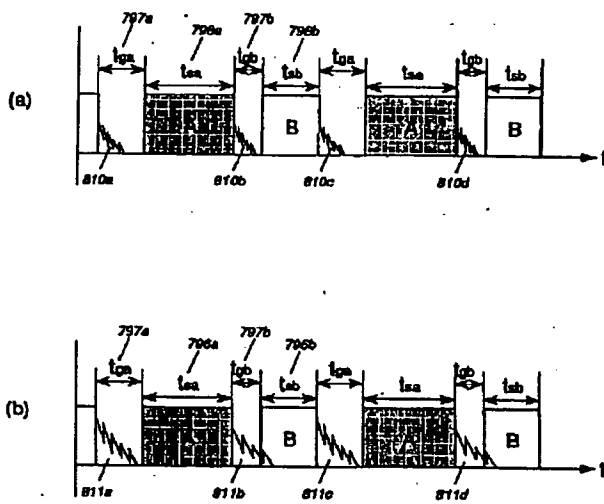
【図138】



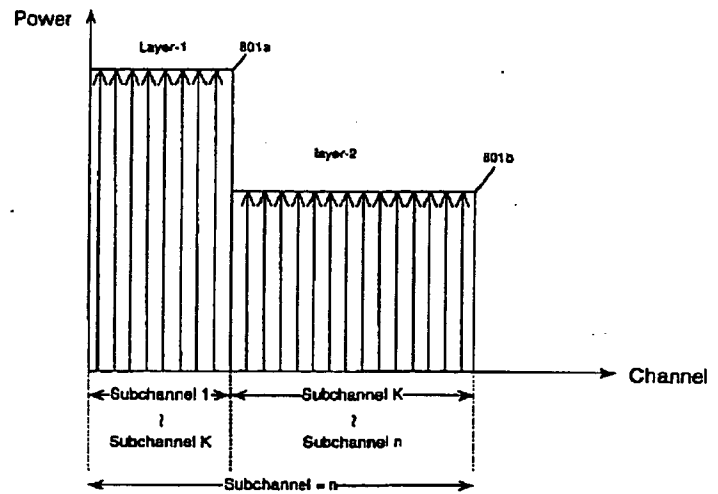
【図 144】



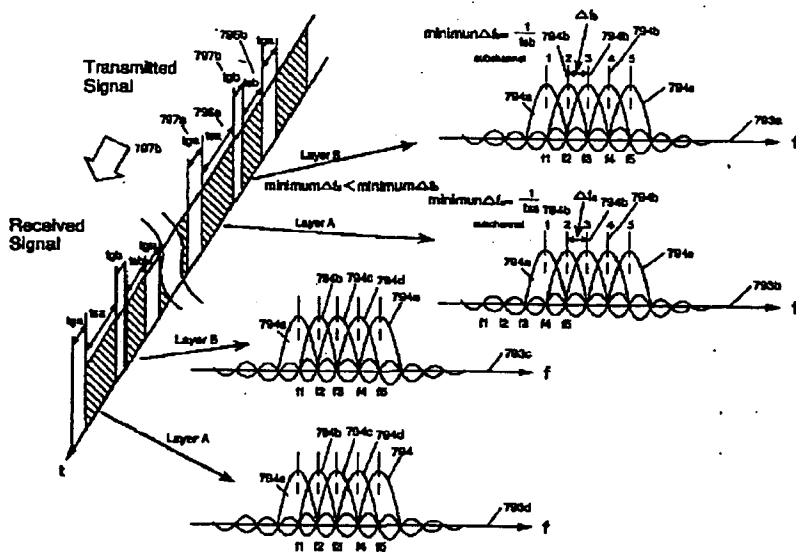
【図145】



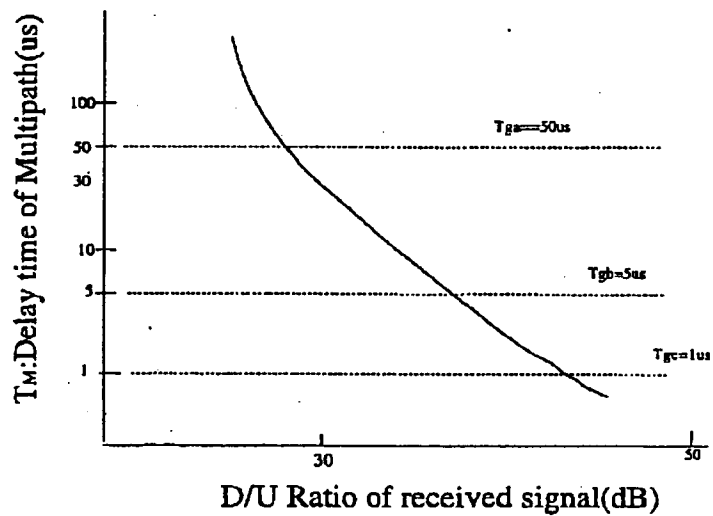
【図147】



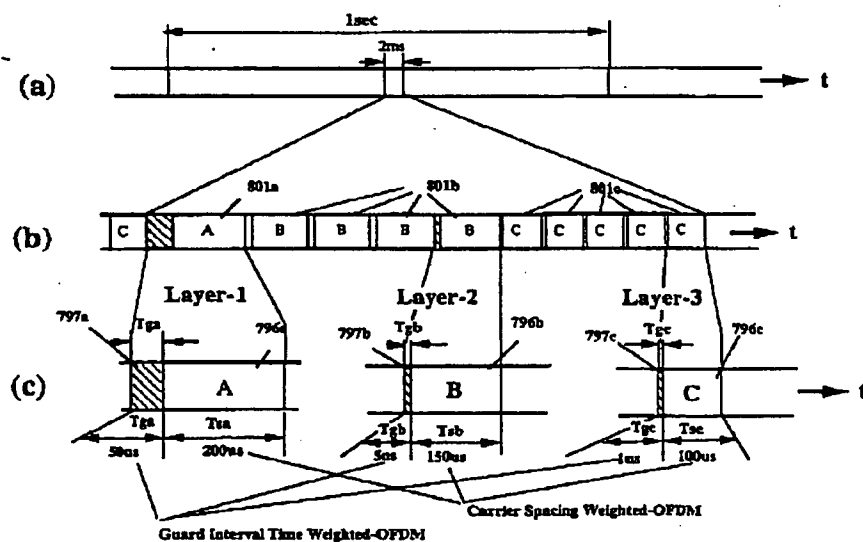
【図146】



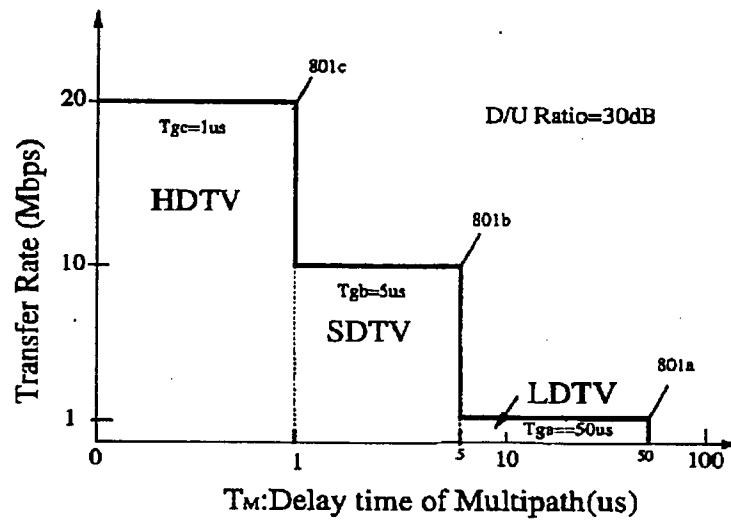
【図148】



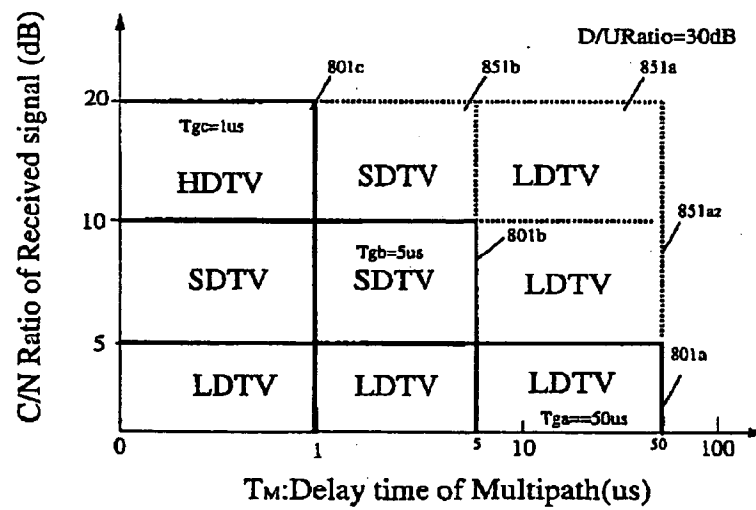
【図149】



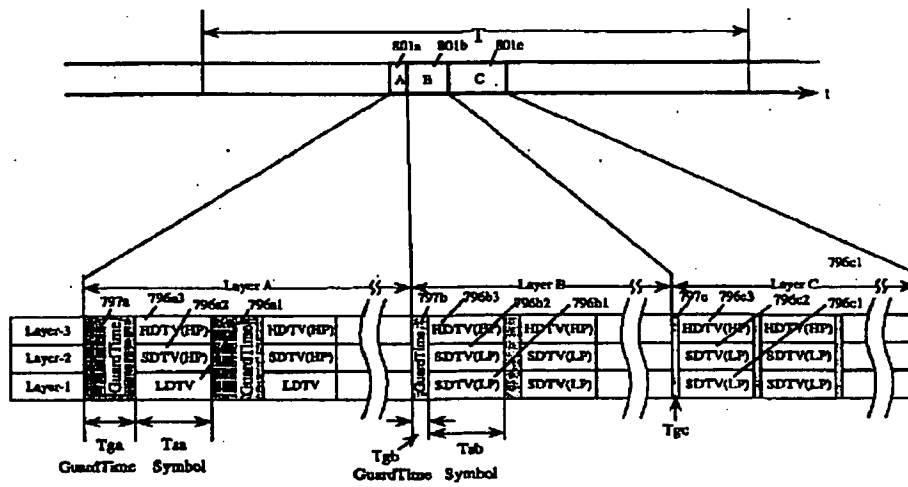
【図150】



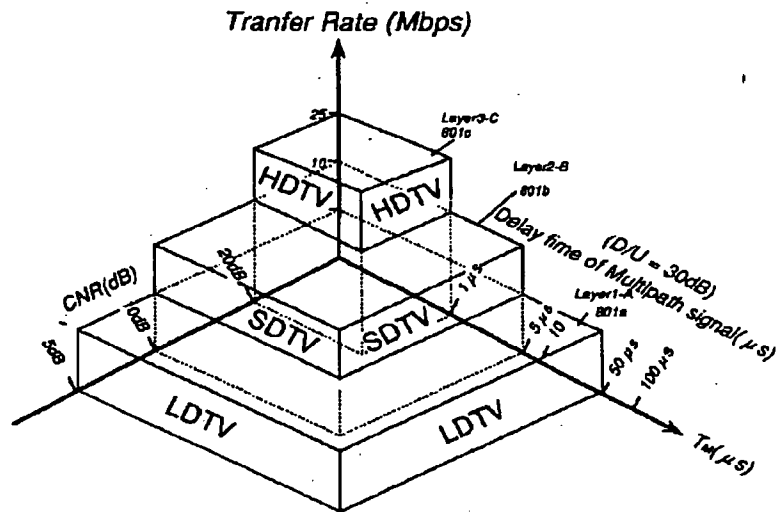
【図151】



【図152】



【図153】



THIS PAGE BLANK (ASPTD)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-196822

(43)Date of publication of application : 16.07.1992

(51)Int.Cl.

H03M 13/22

(21)Application number : 02-323053

(71)Applicant : NIPPON HOSO KYOKAI <NHK>

(22)Date of filing : 28.11.1990

(72)Inventor : SAITO MASANORI
KURODA TORU
MORIYAMA SHIGEKI
TAKADA MASAYUKI
YAMADA TSUKASA

(54) DATA INTERLEAVE SYSTEM AND CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain an interleave effect on a time axis by assigning plural carriers to data of plural voice channels included in one transmission symbol.

CONSTITUTION: The voice signal of each channel is converted into 168Kbit/S voice data by voice coding circuits A1-A33, for example. Then, the voice data are converted into 366Kbit/S error correction coded data by error correction coding circuits B1-B33 and operated for an interleave processing by data interleave circuits C so that each carrier can be assigned to the data. That is, each carrier is assigned to the data of thirty-three monophonic voice channels successively read out from the data interleave circuits C, in order from the first carrier of the first symbol. Thus, the superior interleave effect on the time axis is obtained.

⑫ 公開特許公報(A)

平4-196822

⑤ Int.Cl.³

H 03 M 13/22

識別記号

庁内整理番号

7259-5J

⑬ 公開 平成4年(1992)7月16日

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全7頁)

⑭ 発明の名称 データインタリーブ方式および回路

⑯ 特 願 平2-323053

⑰ 出 願 平2(1990)11月28日

⑱ 発 明 者 齊 藤 正 典 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内
 ⑱ 発 明 者 黒 田 徹 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内
 ⑱ 発 明 者 森 山 繁 樹 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内
 ⑱ 発 明 者 高 田 政 幸 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内
 ⑲ 出 願 人 日 本 放 送 協 会 東京都渋谷区神南2丁目2番1号
 ⑳ 代 理 人 弁 理 士 谷 養 一 外1名

最終頁に続く

明 細 書

1. 発明の名称

データインタリーブ方式および回路

2. 特許請求の範囲

1) 複数の搬送波を用いて複数の音声チャンネルのデータを伝送するに際して、1フレームを構成する複数の有効シンボルの各々に前記複数の搬送波を割り当て、前記複数の音声チャンネルの数を前記複数の搬送波の数と互いに素であるような数にすると共に1フレームで伝送する前記各音声チャンネルのデータのビット数を全て等しくし、任意の前記1有効シンボルの各搬送波に、周波数の順に前記各音声チャンネルを順次割り当て、当該1有効シンボルの最後の周波数の搬送波に割り当てた音声チャンネルの次の音声チャンネルを次の前記1有効シンボルの最初の周波数の搬送波に割り当てていくことを特徴とするデータインタリーブ方式。

2) 請求項1において、前記各フレームの第1有効シンボルの最初の搬送波に割り当てられる前記音声チャンネルをフレームごとに変化させ、当該第1有効シンボルの最初の搬送波に何番目の前記音声チャンネルが割り当てられたかの情報を前記1フレームに含まれる制御シンボルを用いて伝送することを特徴とするデータインタリーブ方式。

3) 請求項1において、複数の前記フレームの集合をスーパーフレームとし、該スーパーフレームの先頭の制御シンボルに当該スーパーフレームの同期信号を割り当て、前記各フレームの第1有効シンボルの最初の搬送波に割り当てられる前記音声チャンネルをフレームごとに変化させ、当該第1有効シンボルの最初の搬送波に何番目の前記音声チャンネルが割り当てられたかの情報を該情報を用いて伝送することを特徴とするデータインタリーブ方式。

4) 音声チャンネル数を行列の数とし、(1フレームの有効シンボル数) × (搬送波数) ÷ (音声チャンネル数) を列の数とし、1シンボル期間に1個の搬送波によって伝送されるデータのビット数を1記憶単位とするマトリクス状のメモリ回路と、該メモリ回路のマトリクスの各行にどの音声チャンネルのデータが書き込まれるかをフレームごとに切り換える音声チャンネル切り換え論理回路と、各音声チャンネルのデータを前記メモリ回路のマトリクスの行方向に記憶単位ごとに分けて書き込む書き込み手段と、1つのシンボルで送られるデータを、前記メモリ回路のマトリクスの列方向に、1シンボル分の伝送データ量に相当する記憶単位数だけ読み出し、次のシンボルで送られるデータを、直前のシンボルで最後に読み出される記憶単位の、前記列方向で次の順番の記憶単位から読み出す読み出し手段とを具えたことを特徴とするデータインタリーブ回路。

波数の搬送波から順番に音声データを割り当てていくことにより、

ある1つの音声チャンネルのデータが、すべての搬送波周波数を用いて伝送されると同時に、伝送フレーム内のすべての有効シンボルで伝送されるようにし、周波数軸上の最大限のインタリーブ効果と同時に、時間軸上のインタリーブ効果も得られるようにして、周波数選択性フェージングとインパルスノイズの両方に強いOFDM伝送方式を実現するものである。

【従来の技術】

従来の技術としては、例えばCCIR Report 955-1のFigure17に示されているように、300シンボルから成る1フレームの中で、ある1つの音声チャンネルのデータを連続する9シンボルに割り当て、それをシンボル単位で16フレームに渡って時間軸インタリーブする方式が提案されていた。その信号フォーマットを第4図に示す。

3. 発明の詳細な説明

【産業上の利用分野】

本発明は、移動体向けPCM音声放送に適したOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)伝送方式に適用されるデータインタリーブ方式および回路に係り、特に1つの伝送シンボルに含まれる複数の音声チャンネルのデータを複数の搬送波に割り当てるデータインタリーブ方式および回路に関する。

【発明の概要】

この発明は、OFDM伝送方式において、各音声チャンネルのデータを複数の搬送波に割り当てるインタリーブ方式および回路に関するもので、

1つの伝送チャンネルに含まれる搬送波の数と音声チャンネル数とを互いに素な数とし、任意の1個の伝送シンボルにおいては、各音声チャンネルのデータを各搬送波に順番に割り当て、その次の伝送シンボルにおいては、直前の伝送シンボルで最後にデータを割り当てられた搬送波の次の周

【発明が解決しようとする課題】

例えばCCIR Report 955-1のFigure17に示されているadvanced digital system IIのフレーム構成においては、各シンボルは448個の搬送波から構成され、ある1つのモノラル音声チャンネルのデータは連続する9シンボルに割り当てられ、さらにシンボル単位で時間軸インタリーブが施される。従って、ある音声チャンネルのデータはすべての搬送波周波数を使って送られるから、周波数選択性フェージングに対して一定の周波数軸インタリーブの効果を得られる。

しかし、連続するデータが隣り合う搬送波に割り当てられるので、選択性フェージングによって連続する複数の搬送波が減衰する場合にはバースト誤りが発生する。

また、時間軸インタリーブはシンボル単位であるため、インパルス性雑音によって、ある特定のシンボルが妨害を受けた場合には、そのシンボルに対応する音声チャンネルだけに長いバースト誤りが発生し、大きな被害を受けることになる。

本発明の目的は、選別フェージングによって複数の搬送波が同時に減衰する場合、あるいはインパルス性雑音によって特定のシンボルが大きな妨害を受けたような場合においても、復号後の音声信号品質を劣化させないような新たなインタリーブ方式および回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため本発明は、複数の搬送波を用いて複数の音声チャンネルのデータを伝送するに際して、1フレームを構成する複数の有効シンボルの各々に前記複数の搬送波を割り当て、前記複数の音声チャンネルの数を前記複数の搬送波の数と互いに素であるような数にすると共に1フレームで伝送する前記各音声チャンネルのデータのビット数を全て等しくし、任意の前記1有効シンボルの各搬送波に、周波数の順に前記各音声チャンネルを順次割り当て、当該1有効シンボルの最後の周波数の搬送波に割り当てた音声チャンネルの次の音声チャンネルを次の前記1有効シン

【作 用】

本発明によれば、ある1つの音声チャンネルのデータが、すべての搬送波周波数を用いて伝送されると同時に、伝送フレーム内のすべての有効シンボルで伝送され、これによって、周波数軸上の最大限のインタリーブ効果と同時に、時間軸上のインタリーブ効果が得られ、周波数選択性フェージングとインパルスノイズの両方に強いOFDM伝送方式が実現される。

【実施例】

次に本発明の第1の実施例については第1図と第2図を参照して説明する。

第1図は、CCIR Report 955-1のadvanced digital system IIで用いられている伝送パラメータに対して本発明を適用した場合のデータの割り当てを示したものである。また第2図は、第1の実施例を実施するためのデータインタリーブ回路を示す。第1の実施例においては、7MHzの帯域と448個の搬送波を用いて168Kbit/秒の音声チャ

ネルの最初の搬送波の数に割り当てていくことを特徴とし、さらに、

音声チャンネル数を N とし、(1フレームの有効シンボル数) \times (搬送波数) \div (音声チャンネル数)を M の列の数とし、1シンボル期間に1個の搬送波によって伝送されるデータのビット数を1記憶単位とするマトリクス状のメモリー回路と、該メモリー回路のマトリクスの各行にどの音声チャンネルのデータが書き込まれるかをフレームごとに切り換える音声チャンネル切り換え論理回路と、各音声チャンネルのデータを前記メモリー回路のマトリクスの行方向に記憶単位ごとに分けて書き込む書き込み手段と、1つのシンボルで送られるデータを、前記メモリー回路のマトリクスの列方向に、1シンボル分の伝送データ量に相当する記憶単位数だけ読み出し、次のシンボルで送られるデータを、直前のシンボルで最後に読み出される記憶単位の、前記列方向で次の順番の記憶単位から読み出す読み出し手段とを具えたことを特徴とする。

ンネルを33チャンネル伝送している。1フレームは300シンボルから成り、先頭3シンボルは同期用、制御用シンボルとして使われるので、音声あるいはデータを送るために実質的に使用できるシンボル数は1フレームあたり297シンボルである。

実施例においては、搬送波数 $448 = 2^7 \times 7$ と音声チャンネル数 $33 = 3 \times 11$ とが互いに素な数となっていることを利用する。

第1図に示すように各チャンネルの音声信号は、音声符号化回路 $A_1 \sim A_{33}$ で168Kbit/Sの音声データに変換され、ついで誤り訂正符号化回路 $B_1 \sim B_{33}$ で336Kbit/Sの誤り訂正符号化されたデータに変換され、データインタリーブ回路Cで、後述のように各搬送波が割り当てられるようにインタリーブ処理される。すなわち、データインタリーブ回路Cから順次読み出された33個のモノラル音声チャンネルのデータに第1シンボルの第1搬送波から順番に、各搬送波を割り当てていく。各搬送波の変調方式としてQPSKが用いられている。

場合には、各音声チャンネルの2ビットが1個の搬送波に割り当てられる。第1シンボルの最後の搬送波(最も周波数の高い搬送波)が、音声第Kチャンネルに割り当てられたとすると、第2シンボルの第1搬送波は音声の第K+1チャンネルに割り当てられる。このように搬送波と音声チャンネルを対応づけていくと、搬送波数と音声チャンネル数が互いに素なので、ある1つの音声チャンネルのデータは、448個のすべての搬送波、297個のすべてのシンボルに分散される。したがって、ある1個のシンボルにおいては、同一音声チャンネルのデータは、33個分だけ間隔を置いた搬送波周波数を用いて送られることになる。

第2図(a)に第1の実施例を実現するための送信側のインタリーブ回路Cを示す。各音声チャンネルの音声データは、(必要に応じて音声チャンネル切り換え論理回路C1を通して)インタリーブマトリクス(メモリ)C2に書き込まれる。メモリC2におけるマトリクスの大きさは1フレーム分のデータ量に等しく、各搬送波の変調方式がQPSKの

シンボルの期間にインタリーブマトリクスへのデータ書き込み(297シンボル分)を行い、第4～第300シンボルの期間に音声データを読み出せば、1個のインタリーブマトリクスだけを用いてインタリーブをかけることも可能である。

データ割り当てパターンをフレームごとに変化させる場合には、音声チャンネル切り換え論理回路C1を用いる。すなわち、制御用シンボルを用いて送る制御情報によって、また鍵情報によって、音声チャンネル切り換え論理回路C1を用いてインタリーブマトリクスの各行に割り当てられる音声チャンネルをフレームごとに切り換える。データ割り当てパターンが固定の場合は、音声チャンネル切り換え論理回路C1は不要である。

第3図は本発明の第2の実施例を示し、帯域3.5MHz、搬送波数448、音声チャンネル数13、1チャンネルあたりビットレート210Kbit/秒の場合の伝送フォーマットを示す。インタリーブマトリクスの態様は第1の実施例(第2図)と同様である。各チャンネルの音声データは音声符号化回路

場合、 $448(\text{キャリア}) \times 2(\text{ビット/キャリア}) \times 297(\text{シンボル}) = 266112(\text{ビット}) = 33(\text{チャンネル}) \times 8064(\text{ビット})$ である。マトリクスを構成する小さな四角形Dは2ビットのデータに対応する。書き込み、読出しは2ビットを単位として行われる。各音声チャンネルのデータは、チャンネルごとに、 $2 \times 4032 \text{ビット} = 8064 \text{ビット}$ ずつ横方向に書き込まれる。第2図(b)はメモリC2からのデータの読出し態様を表わし、縦方向に1シンボル分ずつ、すなわち448キャリア(搬送波)に相当する896ビットずつ読み出される。したがって、マトリクスの中で各シンボルの区切りの位置は、第2図(b)に示すように、搬送波数を音声チャンネル数の倍数で割った余りに相当する位置となる。マトリクスのすべてのデータを読み出すと、ちょうど297シンボル分となる。2個のインタリーブマトリクス(メモリ)を用いて、それぞれ、読出し、書き込みを交互に行えば、1フレームの遅延でインタリーブをかけることができる。また、同期・制御用シンボルが送られる第1～第3

a1～a13で210Kbit/Sの音声データに変換し、ついで誤り訂正符号化回路b1～b13で420Kbit/Sの誤り訂正符号化されたデータに変換され、データインタリーブ回路Cで第3図示のように各搬送波が割り当てられるようにインタリーブ処理される。

以上説明した第1の実施例、第2の実施例ともに、各フレームごとに第1有効シンボルの第1搬送波に割り当てられる音声チャンネルの番号を変化させ、制御シンボルを用いてその番号を受信側に送ることにより、フレームごとに各搬送波へのデータ割り当てパターンを変化させることができる。制御シンボルとしては、たとえば各フレームの第3シンボルを用いることができる。

【発明の効果】

本発明によれば、次のような効果が得られる。

1. ある1つの音声チャンネルのデータがすべての有効シンボルに分散して送られるので、イ

ンパルス雑音によって特定のシンボルが大きな妨害を受けた場合においても、その影響が分散され、個々の音声チャンネルの品質劣化は僅かとなる。すなわち、従来方式より優れた時間軸インタリブ効果が得られる。

2. ある1つの音声チャンネルのデータはすべての搬送波周波数を用いて送られると同時に、連続するデータはチャンネル数と等しい搬送波数だけ離れた搬送波周波数を用いて送られるので、選択性フェージングによって連続する複数の搬送波が減衰した場合でも、バースト誤りが発生することはない。すなわち、従来方式より優れた周波数軸インタリブ効果が得られる。

3. 各フレームごとに第1有効シンボルの第1搬送波に割り当てられる音声チャンネルの番号を変化させ、制御シンボルを用いてその番号を受信側に送ることにより、フレームごとに各搬送波へのデータ割り当てパターンを変化させれば、より大きなインタリブ効果を得

ることができる。

4. 各フレームごとにデータ割り当てパターンを変化させる場合に、そのパターン情報を鍵情報とし、鍵情報を受け取った受信者のみが放送番組を受信できるようにすることによって、限定受信放送システムを実現することが可能である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の第1の実施例を示す図、

第2図(a)、(b)は同第1の実施例を実現するためのインタリブマトリクスの動作を示す図、

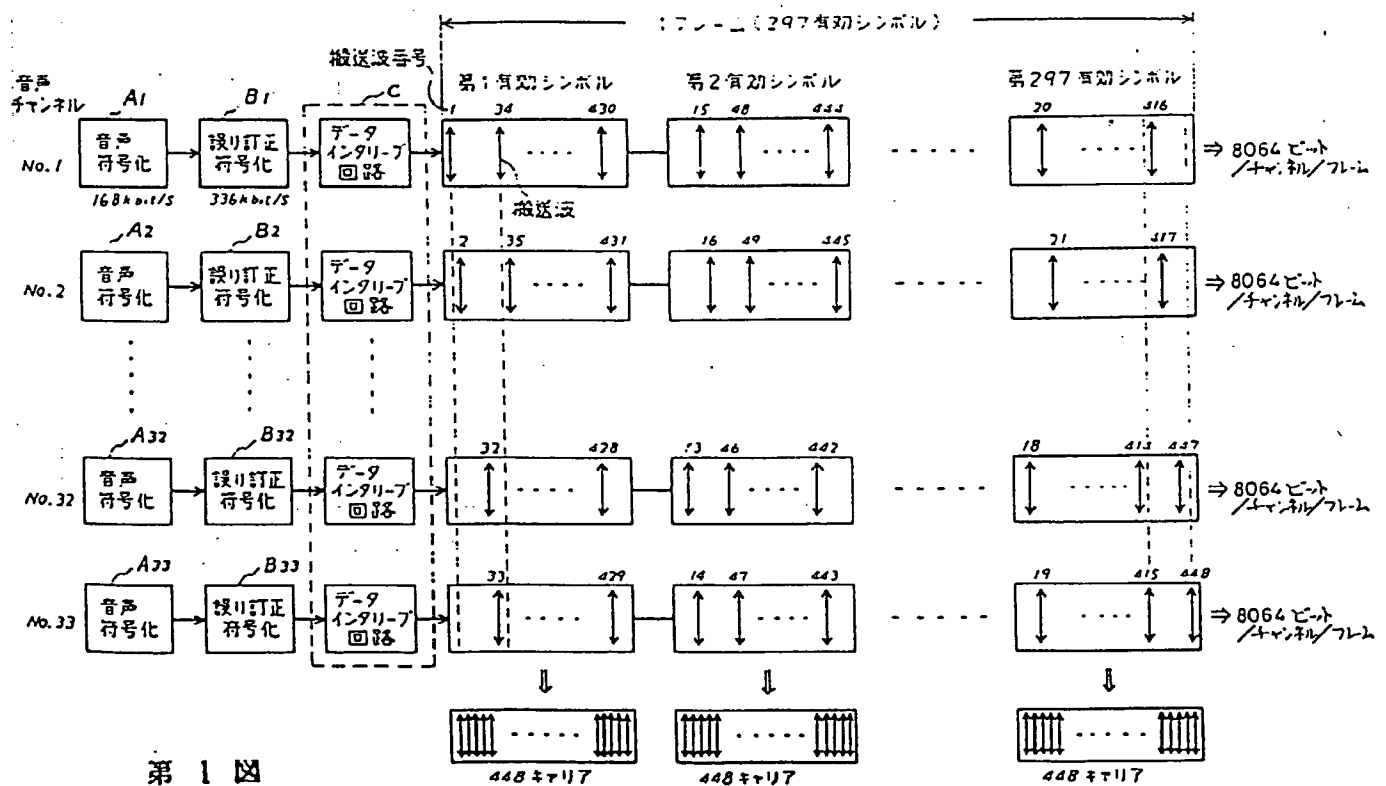
第3図は本発明の第2の実施例を示す図、

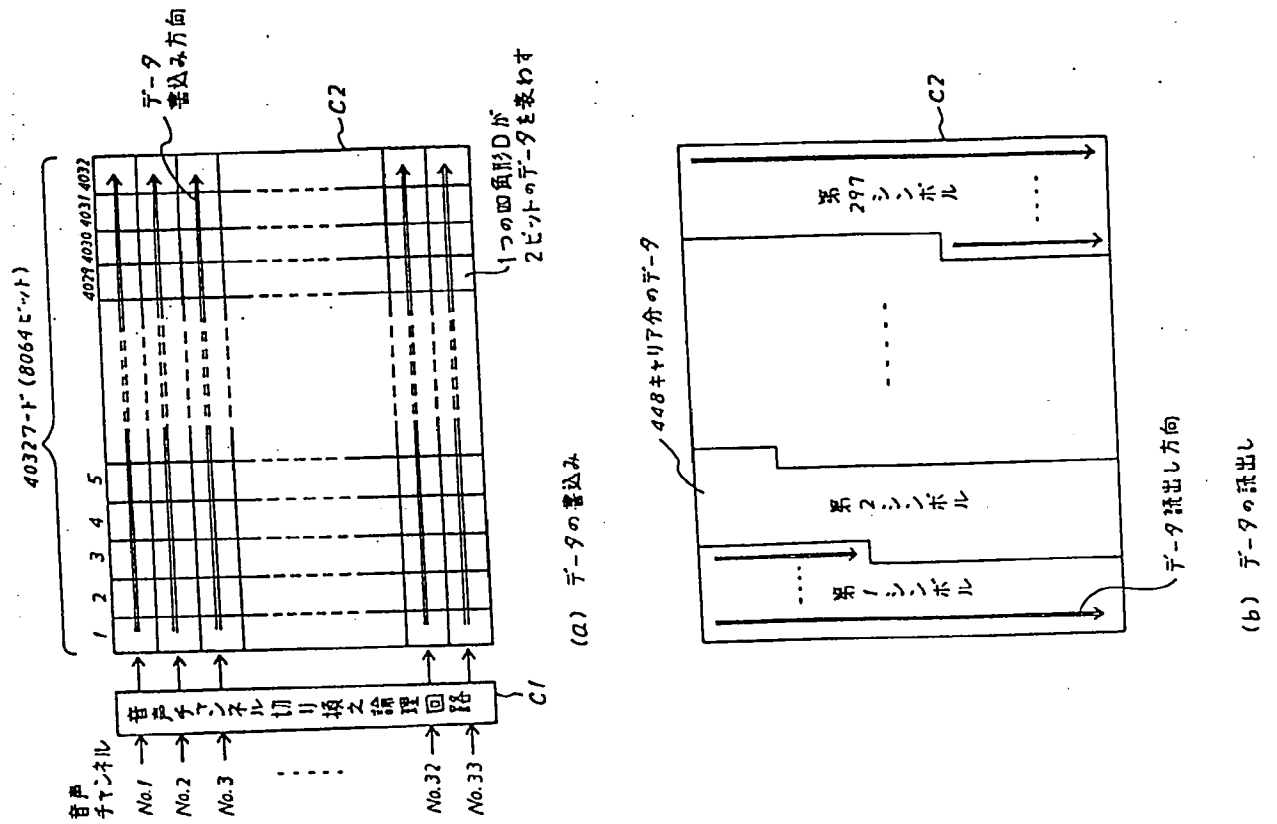
第4図は従来のデータ割り当て方式を示す図である。

A₁～A₃₂ … 音声符号化回路、

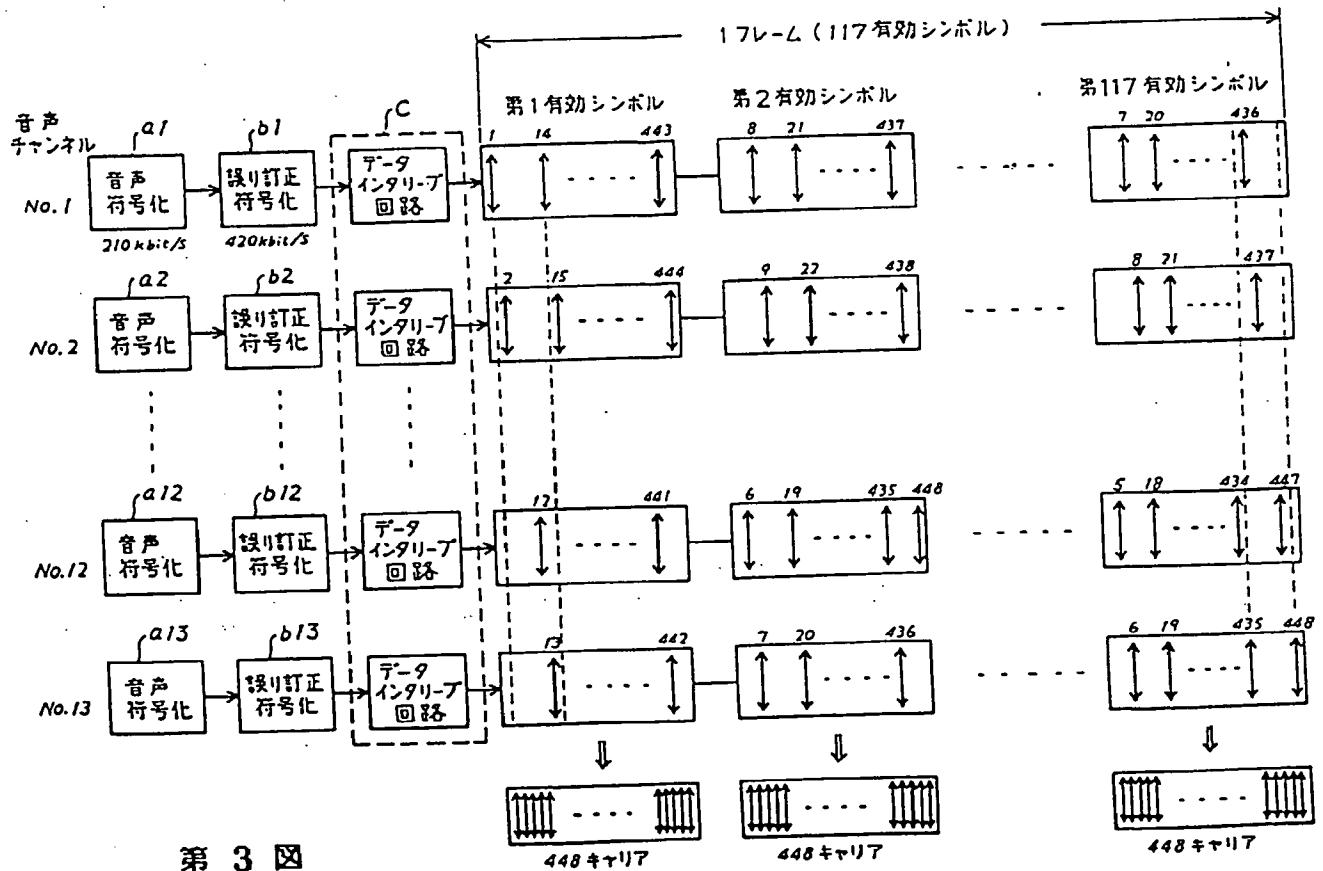
B₁～B₃₂ … 誤り訂正符号化回路、

C … データインタリブ回路。

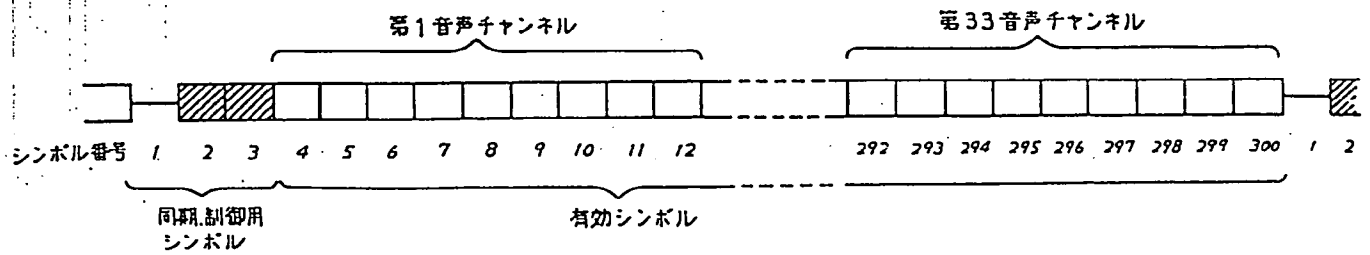




第2図



第3図



第 4 図

第1頁の続き

②発 明 者 山 田

宰

東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術
研究所内

**TELEVISION SOUND TRANSMITTING AND RECEIVING SYSTEM,
TRANSMITTER AND RECEIVER**

Patent Number: JP2166979
Publication date: 1990-06-27
Inventor(s): SHIBUYA KAZUHIKO; others: 02
Applicant(s):: NIPPON HOSO KYOKAI
Requested Patent: ☐ JP2166979
Application Number: JP19880320511 19881221
Priority Number(s):
IPC Classification: H04N5/60
EC Classification:
Equivalents: JP2960427B2

Abstract

PURPOSE:To balance a video and a sound by transmitting the same sound by using both FM modulation and PCM sound multiplexing and switching both demodulated sound signals in correspondence to the S/N of a transmitted video signal in a reception side.

CONSTITUTION:In a transmission side, a VSB-AM modulator 5 and FM modulator 7 are provided and the same sound is transmitted by the FM modulated wave signal of a sound carrier in a television transmission band and a PCM sound multiplexing signal in the horizontal and/or vertical flyback period of the video signal. In the reception side, a BL multiplexing signal sampling device 14, sound PCM decoder 18 and FM demodulator 20, etc., are provided and a television sound signal is respectively demodulated by the transmitted FM modulated wave signal and PCM sound multiplexing signal. Then, in response to the detected value of a bit error rate for the PCM sound, the two demodulated sound signals are switched and used. Thus, when the S/N is satisfactory, the PCM sound is used and when the S/N is degraded, the sound is switched to FM sound. Then, the video and sound can be balanced over the wide range of the S/N.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑫ 公開特許公報(A)

平2-166979

⑮ Int. Cl.⁵

H 04 N 5/60

識別記号

Z

庁内整理番号

6957-5C

⑬ 公開 平成2年(1990)6月27日

審査請求 未請求 請求項の数 3 (全4頁)

⑭ 発明の名称 テレビジョン音声送受信方式および送信、受信装置

⑰ 特 願 昭63-320511

⑱ 出 願 昭63(1988)12月21日

⑲ 発 明 者 渋谷 一 彦 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

⑲ 発 明 者 西 澤 台 次 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

⑲ 発 明 者 竹ヶ原 俊 幸 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

⑳ 出 願 人 日 本 放 送 協 会 東京都渋谷区神南2丁目2番1号

㉑ 代 理 人 弁 理 士 杉 村 暁 秀 外1名

明 細 書

1. 発明の名称 テレビジョン音声送受信方式および送信、受信装置

2. 特許請求の範囲

1. テレビジョン音声信号を送受信するにあたり、

送信側にあつては、同一音声信号をテレビジョン伝送帯域内の音声搬送波のFM変調波信号と、映像信号の水平および/または垂直帰線期間内のPCM音声多重化信号により送信するとともに、

受信側にあつては、伝送されてきた前記FM変調波信号と前記PCM音声多重化信号とよりそれぞれ前記テレビジョン音声信号を復調し、PCM音声のビット誤り率の検出値に応じて前記復調された2つの音声信号のタイミングを合わせてから切替えて使用することを特徴とするテレビジョン音声送受信方式。

2. 請求項1記載の送受信方式に使用される送信装置であつて、かつ

当該装置がテレビジョン音声信号をPCM化してテレビジョン映像信号の水平および/または垂直帰線期間に多重する手段と、この多重された信号で映像搬送波を変調する手段と、前記テレビジョン音声信号と同一の音声信号で音声搬送波をFM変調する手段と、前記変調する手段と前記FM変調する手段との両出力信号を混合して送信する手段とを具備したことを特徴とするテレビジョン音声送信装置。

3. 請求項1記載の送受信方式に使用される受信装置であつて、かつ

当該装置が伝送されてきた前記FM変調波信号と前記PCM音声多重化信号とよりそれぞれ前記テレビジョン音声信号を復調する手段と、PCM音声のビット誤り率を検出する手段と、検出されたビット誤り率の値に応じて前記復調された2つの音声信号を切換えて出力する手段とを具備したことを特徴とするテレビジョン音声受信装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

この発明はテレビジョン音声の送受信方式に係り、特に音声信号のFM伝送とPCM伝送の併用に関するものである。

(発明の概要)

この発明はテレビジョン音声の送受信方式に係り、送信側にあつては、同一音声を送信帯域内の音声搬送波のFM変調と、映像信号の水平および/または垂直帰線期間内にPCM音声多重化する2つの方法によって送信し、受信側にあつては、伝送されてきた映像信号のS/Nに応じて、両伝送方法の復調音声信号を自動的に切替えて使用している。

これにより映像信号の受信S/Nが劣化し、PCM音声の受信誤りが大きくなって使用不能になった時、自動的にFM復調音声に切換えて音声信号品質の劣化を防止している。

(従来技術)

テレビジョン音声信号の伝送には、従来、例え

ばNTSC方式のようにその伝送帯域内の音声搬送波をFM変調して伝送する方式や、高品位テレビジョン用MUSE方式のようにPCM音声を水平および/または垂直帰線期間にデジタル信号として多重する伝送方式が考えられ実施されている。前者は伝送中の雑音に強いが、伝送歪を受け易く後者に比し音質が落ちる。また後者は高音質ではあるがS/Nの劣化には弱い。

(発明が解決しようとする問題点)

テレビジョン信号にPCM音声を多重して伝送する方式は、伝送中にS/Nが劣化した時の映像と音声の品質の釣合いが問題となる。映像の場合S/Nの劣化に対する画像評価の劣化は比較的ゆるやかであるが、PCM音声の場合誤り訂正符号を使用して雑音による音声品質の劣化を改善はしているが、誤り率が訂正符号の訂正能力を越える時には音声品質が急激に劣化するという欠点があった。その結果低S/N時には音声の方が映像に比較して品質の劣化が大きい。第2図にPCM音声におけるS/N(横軸)とビット誤り率(縦軸)の関係を参考に

示す。

一方通常のNTSC方式の音声信号、すなわち音声搬送波をFM変調した音声信号は、音質は若干落ちるが、FM変調方式であるために雑音に対して比較的強い。

(問題点を解決するための手段)

従って本発明の目的は、前述の問題点に鑑み、S/Nが良好な時はPCM音声を使用し、S/Nが劣化してきた時FM音声に切替え、FM音声、PCM音声それぞれの利点を生かし欠点を相補させて、S/Nの広い範囲にわたり映像音声の釣合いがとれるテレビジョン音声送受信方式を提供せんとするものである。

この目的を達成するため、本発明テレビジョン音声送受信方式は、テレビジョン音声信号を送受信するにあたり、送信側にあつては、同一音声をテレビジョン伝送帯域内の音声搬送波のFM変調波信号と、映像信号の水平および/または垂直帰線期間内のPCM音声多重化信号により送信するとともに、受信側にあつては、伝送されてきた前記FM

変調波信号と前記PCM音声多重化信号とよりそれぞれ前記テレビジョン音声信号を復調し、PCM音声のビット誤り率の検出値に応じて前記復調された2つの音声信号を切替えて使用することを特徴とするものである。

また、本発明テレビジョン音声送信装置は、本発明送受信方式に使用される送信装置であつて、かつ、当該装置がテレビジョン音声信号をPCM化してテレビジョン映像信号の水平および/または垂直帰線期間に多重する手段と、この多重された信号で映像搬送波を変調する手段と、前記テレビジョン音声信号と同一の音声信号で音声搬送波をFM変調する手段と、前記変調する手段と前記FM変調する手段との両出力信号を混合して送信する手段とを具備したことを特徴とするものである。

さらにまた、本発明テレビジョン音声受信装置は、本発明送受信方式に使用される受信装置であつて、かつ、当該装置が伝送されてきた前記FM変調波信号と前記PCM音声多重化信号とよりそれぞれ前記テレビジョン音声信号を復調する手段と、

PCM 音声のビット誤り率を検出する手段と、検出されたビット誤り率の値に応じて前記復調された2つの音声信号を切換えて出力する手段およびFM音声とPCM 音声のタイミングを合わせる手段とを具備したことを特徴とするものである。

(実施例)

以下添付図面を参照し実施例により本発明を詳細に説明する。

第1図に本発明方式に係る送受信装置実施例の構成ブロック線図を示し、この実施例では通常のNTSC伝送方式がその基本となっている。

第1図示構成によれば、送信側では、入力映像信号(R、G、Bの3原色入力信号)は映像エンコーダ1でNTSCエンコードされる。一方入力音声信号は2つに分配され、その一方は音声PCM エンコーダ2でPCM 符号化および誤り訂正符号を付加したデジタル信号に変換され、PAM 波形整形器3でパルス振幅変調した後ローパスフィルタなどで波形整形し、BL多重回路4で映像エンコーダ1よりの出力信号の水平および/または垂直帰線期

間に多重される。この多重された信号はVSB-AM変調器5によりテレビジョンの映像搬送波を残留側波帯形態に振幅変調する。

入力音声信号のもう一方は音声PCM エンコーダ2、PAM 波形整形器3などで生ずるPCM 音声信号の遅延時間分だけ遅延器6で遅延された後、FM変調器7で音声搬送波をFM変調する。VSB-AM変調器5の出力とFM変調器7の出力は合成器8で合成され、増巾器9で増巾されて伝送路に送り出される。

一方受信側では伝送路を介して伝送されてきた信号はまず増巾器10で所要のレベルまで増巾されやはり2つの信号通路に分配される。その一方の信号通路の信号は帯域通過フィルタBPF11で映像信号が抜き取られ、映像検波回路12で復調され、低域通過フィルタLPF13を介して映像信号のベースバンドが取り出される。その後BL多重信号抜取器14で映像信号の帰線期間に多重されているPCM 音声に対応する信号を抜き取り、波形整形器16で波形整形した後、レベル判定器17でレベル判定して零、1のデジタル信号に戻し、音声PCM デコー

ダ18でもとの音声信号に戻す。BL多重信号抜取器14で帰線期間に多重されたPCM 音声信号が抜き取られた後の映像信号は映像デコーダ15でNTSCデコードされもとのR、G、Bの3原色映像信号となる。

次に増巾器10の出力でもう一方の信号通路に分配された信号は、帯域通過フィルタBPF19でFM変調波された音声搬送波が取り出され、FM復調器20でFM復調されてもとの音声信号に戻された後、PCM 音声信号との時間差を調整するため遅延器21により遅延される。

このようにして得られたFM復調音声信号とPCM 復調音声信号とは切替えスイッチ23で選択され、受信側の音声信号として出力される。切替えスイッチ23は音声PCM デコーダ18のビット誤り率判定22の結果に従って動作する。すなわち音声PCM デコーダ18で誤り訂正を行なう際、訂正すべき誤りの数を計数し、誤り率が大きい時には切替えスイッチはFM復調音声信号を選択し、誤り率が小さい時にはPCM 復調音声信号を選択する。

以上のべてきた実施例はその基本となる伝送方式がNTSC方式であるが、これはこの方式に限定されるものではなく、他の水平および/または垂直帰線期間にPCM 音声を多重できるテレビジョン伝送方式であれば本発明方式を適用することが可能である。

(発明の効果)

以上詳細にのべてきたように、本発明方式によれば、FM音声、PCM 音声両者の併用により、高いS/N 伝送時におけるPCM 音声の高品質と、低いS/N 伝送時におけるFM音声によるなだらかな音声品質劣化の特性を同時に得ることができ、伝送路のS/N の広い範囲にわたり映像音声の釣合いのとれたテレビジョン音声伝送を実現することができる。

4. 図面の簡単な説明

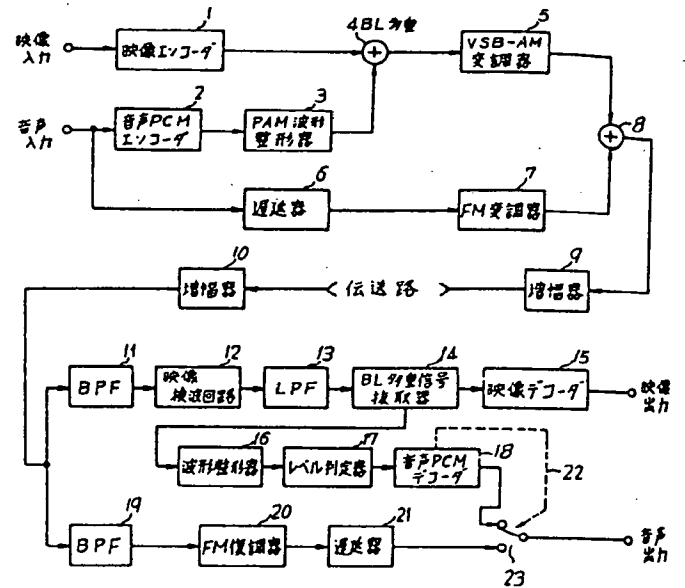
第1図は本発明方式に係る実施例構成のブロック線図を示し、

第2図はPCM 音声におけるS/N とビット誤り率の関係を示す図である。

- | | |
|---------------|-----------------|
| 1…映像エンコーダ | 2…音声PCM エンコーダ |
| 3…PCM 波形整形器 | 4…BL多重回路 |
| 5…VSB-AM変調器 | 6…21…遅延器 |
| 7…FM変調器 | 8…合成器 |
| 9, 10…増巾器 | 11, 19…帯域通過フィルタ |
| 12…映像検波回路 | 13…低域通過フィルタ |
| 14…BL多重信号抜取器 | 15…映像デコーダ |
| 16…波形整形器 | 17…レベル判定器 |
| 18…音声PCM デコーダ | 20…FM復調器 |
| 22…誤り率判定 | 23…切替えスイッチ |

第1図

本発明方式に係る実施例



特許出願人 日本放送協会

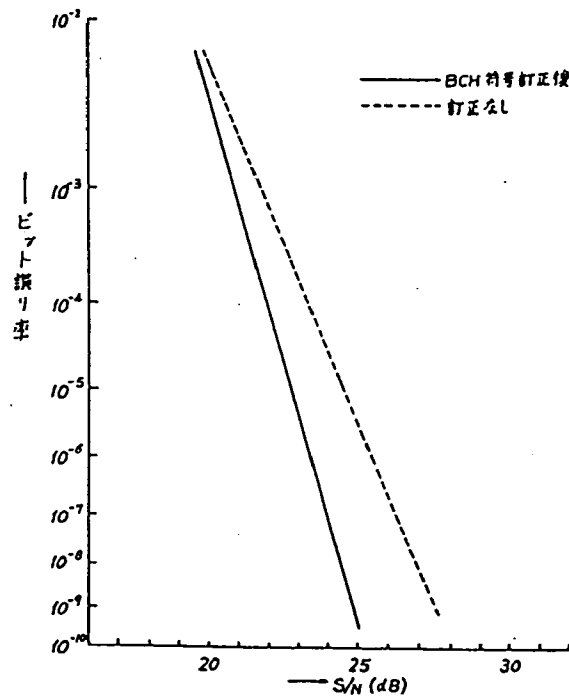
代理人弁理士 杉村 曉 秀

同 弁理士 杉村 興 作



第2図

PCM音声におけるS/Nとビット誤り率の関係例



VOICE ENCODER

Patent Number: JP1074836
Publication date: 1989-03-20
Inventor(s): ASANO NOBUO
Applicant(s): MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
Requested Patent: ☐ JP1074836
Application Number: JP19870231155 19870917
Priority Number(s):
IPC Classification: H04B14/04 ; H04L1/00
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To always provide a service with high speech quality, by switching voice encoders setting a certain reception level as a threshold value.

CONSTITUTION: A voice encoder part 2 and a voice decoder part 9 are provided with specific characteristic curves 31, and a voice encoder part 3 and a voice decoder part 10 are provided with prescribed curves 32. Voice input 1 is processed at the encoder part 2 and the decoder part 9 at a part where a large reception level and a high level with a few of bit errors are provided, and the service with high speech quality can be provided. Also, it is processed at the encoder part 3 and the decoder part 10 at the part where a low reception level is provided and a large amount of bit errors exist, and communication resistant to the bit error is performed. A switching processing part 7 always monitors the reception level, and switches a switch 4 setting a certain reception level as the threshold value, and operates a device according to the characteristic curve 33. By constituting the device in such way, it is possible to always keep the service with high speech quality and a speech even at the part with a low reception level.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭64-74836

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和64年(1989)3月20日

H 04 B 14/04
H 04 L 1/00

D-8732-5K
E-8732-5K

審査請求 未請求 発明の数 1 (全3頁)

⑮ 発明の名称 音声符号化装置

⑯ 特 願 昭62-231155

⑰ 出 願 昭62(1987)9月17日

⑱ 発 明 者 浅 野 延 夫 神奈川県横浜市港北区綱島東4丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

⑲ 出 願 人 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地

⑳ 代 理 人 弁理士 星野 恒司 外1名

明 細 書

1. 発明の名称 音声符号化装置

2. 特許請求の範囲

高通話品質である音声符号化装置と、ビット誤りに強くした音声符号化装置を設け、そのときの受信レベルまたはビット誤り率によって相互に切換えることができるようにしたことを特徴とする音声符号化装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、移動通信における音声符号化装置に関するものである。

(従来の技術)

第2図は、従来の移動通信における無線装置の構成を示す。同図において、21は音声入力、22は音声出力、23は音声符号化部、24は音声復号化部、25は送受信機、26は無線伝搬路である。次に、従来の動作を説明する。音声入力21が音声符号化部23に入り、符号化される。符号化の際、無線伝搬

路26のビット誤りを考え、誤り訂正符号を付加する。符号化された音声データは、送受信機25で変調をかけられて送出され、無線伝搬路26を経て送受信機25で受信される。送受信機25で復調された音声データは、音声復号化部24で復号され、音声出力22を得ていた。

第3図に音声符号化装置における音声品質と誤り率との概念的な関係を示す。

(発明が解決しようとする問題点)

上記、従来の音声符号化装置は、高通話品質にしようとする、第3図の曲線31で示すように、ビット誤りに対して弱い、すなわち受信レベルの低い所では通話が保てない欠点があった。なぜなら、限られた一定の伝送速度では、高品質にする場合、誤り訂正符号ビット(冗長ビット)を少なくし、音声情報に多く割り当てるため、ビット誤りに弱くなるのである。逆に、ビット誤りに強くしようとする、冗長ビットを多くする必要があり、それだけ音声情報に割り当てられるビット数が少なくなり、音声品質の低下を招く欠点があった。

本発明の目的は、従来の欠点を解消し、ビット誤りの少ない所、すなわち受信レベルの高い所では高通話品質でサービスでき、ビット誤りの多い所、すなわち受信レベルの低い所ではビット誤りに強く通知を保つことができる優れた音声符号化装置を提供することである。

(問題点を解決するための手段)

本発明の音声符号化装置は、高通話品質である音声符号化装置と、ビット誤りに強くした音声符号化装置を設け、そのときの受信レベルまたはビット誤り率によって相互に切換えることができるようにしたものである。

(作用)

本発明によれば、上記構成により、第3図で曲線31のような特性をもつ音声符号化装置と曲線32のような特性をもつ音声符号化装置を設け、ある受信レベルを閾値として切換えるようにすると、曲線33のような特性をもたせることができる。

(実施例)

本発明の一実施例を第1図に基づいて説明する。

では、受信レベルがある閾値レベルを交差すると、自分側のスイッチ4を切換えるとともに相手側へ切換えるという制御信号を出す。また、制御信号が検出されたときは応答の制御信号を出し、スイッチ4を切換える。制御信号は音声信号と同じ回線を用いることとし、制御信号を送出するときは切換え部5で音声信号をミュートし、制御信号を通すようになっている。制御信号が検出されたときは音声信号がミュートされるが、数十msの間であり、聴感上問題はない。

このように、上記実施例によれば、切換え処理部7が受信レベルを監視し、音声符号化部(I)2、音声符号化部(II)3を切換えるため、受信レベルの高い所では高品質の通話ができ、受信レベルの低い所でも通話を保つことができる。

(発明の効果)

本発明によれば、音声符号化装置を切換えることにより、常に高通話品質のサービスと広域サービスができ、その実用上の効果は大である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、本発明の音声符号化装置を含む通信系の概略ブロック図である。同図において、1は音声入力であり、音声符号化部(I)2と音声符号化部(II)3に入る。切換えスイッチ4、切換え部5を経て送受信機6に接続している。7は切換え処理部である。無線伝搬路8を経て送受信機6に入り、切換えスイッチ4を通り、音声データは音声復号化部(I)9または音声復号化部(II)10に入力し、出力11を得る。

次に、動作について説明する。音声符号化部(I)2と音声復号化部(I)9は、第3図において曲線31の特性をもつものとし、音声符号化部(II)3と音声復号化部(II)10は、曲線32の特性をもつものとする。音声入力1は受信レベルが大きくなる所では音声符号化部(I)2で符号化され、復号化は音声復号化部(I)9で行われる。受信レベルの低い所では音声符号化部(II)3で符号化され、音声復号化部(II)10で復号化される。切換え処理部7は、送受信機6から信号を得て受信レベルの監視と制御信号の検出を行う。受信レベルの監視

第1図は本発明の一実施例における音声符号化装置を含む通信系の概略ブロック図、第2図は従来の音声符号化装置を用いた通信系の概略ブロック図、第3図は音声符号化装置のもつ音声品質と誤り率との関係図である。

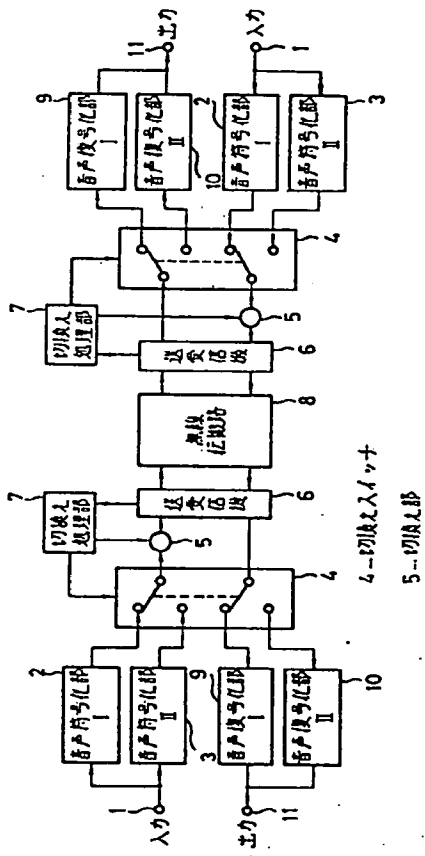
- 1…音声入力、 2, 3…音声符号化部、
4…切換えスイッチ、 5…切換え部、
6…送受信機、 7…切換え処理部、 8
…無線伝搬路、 9, 10…音声復号化部、
11…出力、 31, 32…音声符号化装置の特性、
33…31と32を組み合わせた音声符号化装置の特性。

特許出願人 松下電器産業株式会社

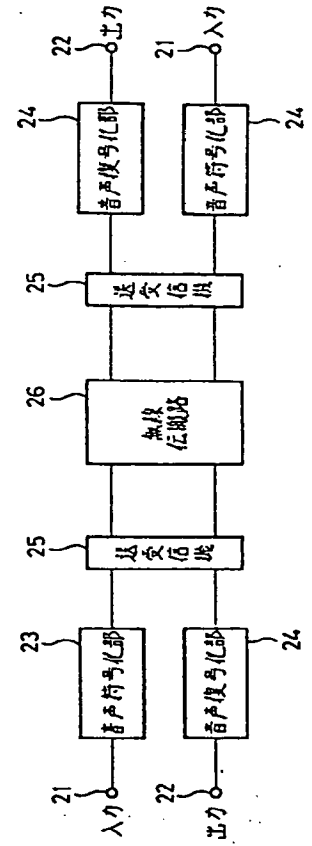
代理人 星 野 恒 司

岩 上 昇

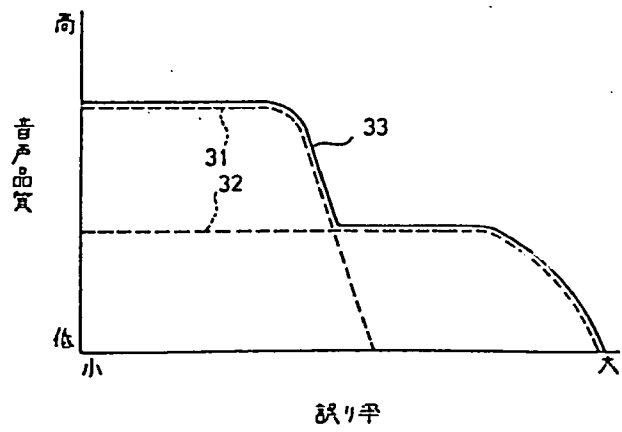
第 1 図



第 2 図



第 3 図



MONITOR SYSTEM

Patent Number: JP53108215
Publication date: 1978-09-20
Inventor(s): KATAGIRI YOSHIO; others: 01
Applicant(s):: NEC CORP
Requested Patent: ☐ JP53108215
Application Number: JP19770023155 19770302
Priority Number(s):
IPC Classification: H04B17/00 ; H04B3/46 ; H04L1/00
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To set the error rate in steps to the quality maintenance standard of each signal and then to give an alarm when the error rate becomes more than the preset level, by monitoring the error rate for the transmission circuit in case the signals of different quality standards are transmitted through the same digital circuit.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑩日本国特許庁
公開特許公報

⑪特許出願公開
昭53—108215

⑤Int. Cl.²
H 04 B 17/00
H 04 B 3/46
H 04 L 1/00

識別記号

⑨日本分類
96(7) A 0
96(2) D 0
96(7) E 3

庁内整理番号
7240—53
6446—56
6549—53

⑬公開 昭和53年(1978)9月20日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑭監視方式

①特 願 昭52—23155
②出 願 昭52(1977)3月2日
⑦発 明 者 片桐齊夫
東京都港区芝五丁目33番1号
日本電気株式会社内

⑫発 明 者 岡田知典
東京都港区芝五丁目33番1号
日本電気株式会社内
⑪出 願 人 日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目33番1号
⑬代 理 人 弁理士 内原晋

明 細 書

1. 発明の名称 監視方式

2. 特許請求の範囲

(1) Ⅲ種類(Ⅲは任意の正の整数)のアナログ信号を個々にアナログ—デジタル変換して得られるⅢ種のデジタル信号を多重化して伝送路に送出し、受信側でⅢ個の異なるデジタル信号に分離された各デジタル信号を個々にデジタル—アナログ変換を行ない元のアナログ信号を得るデジタル通信回線において、伝送路におけるデジタル信号の誤りを検出する手段を設け、該手段より得られた誤りパルスを計数する時間長あるいは計数する誤りパルスの数あるいはこの両者を各々異なるように設定したⅢ個の監視手段を設けて、Ⅲ種のアナログ信号それぞれに対応したサービス基準が設定できることを特徴とする監視方式。

(2) 特許請求範囲(1)に記すようなデジタル通信回線において、送信側で、Ⅲ個の異なるディ

タル信号を多重化したのち、誤り訂正符号化を行なったのち伝送路に送出し、受信側において、受信デジタル信号に対し誤り訂正あるいは誤り検出を行なう手段を設け、該手段より得られた誤り訂正パルスあるいは誤り検出パルスを計数する時間長あるいは計数する誤りパルスの数あるいはこの両者を各々異なるように設定したⅢ個の監視手段を設けてⅢ種アナログ信号それぞれに対応したサービス基準が設定できることを特徴とする監視方式。

(8) 特許請求範囲(1)に記すようなデジタル通信回線において、送信側で、Ⅲ個の異なるデジタル信号に対して各々誤り訂正符号化を行なったのち多重化して伝送路に送出し、受信側において多重分離されたⅢ個の異なるデジタル信号に対して各々誤り訂正あるいは誤り検出を行なう手段を設け、該手段より得られた誤り訂正パルスあるいは誤り検出パルスを計数する時間長と計数する誤りパルスの数を独自に設定したⅢ個の監視手段を設けて、Ⅲ種のアナログ信号それぞれに対応し

たサービス基準が設定できることを特徴とする監視方式。

3. 発明の詳細な説明

音声電話信号をはじめとして、画像信号、データ信号、ファクシミリ信号、放送プログラム信号などの各種のアナログ信号をディジタル伝送回線により高品質で経済的なサービスを提供することが研究されている。更に、ディジタル伝送回線を有効に利用するために各種アナログ信号を同一回線に収容して伝送する方式が考えられる。然しながら、音声電話信号などの各種のアナログ信号の通信に際して品質を保証する基準は各々の信号に対して異なる。このような品質基準の異なる信号を同一のディジタル回線で伝送する場合は回線の保守基準を一律に決めることは実際上困難であると考えられる。つまり、最高の品質を必要とする信号に保守基準を合わせるとその信号を伝送していないとき、他の品質基準の低い信号の通信に対して過剰な品質保証をすることになり必要以上に

- 3 -

は第3番目の種類の信号（例えばファクシミリ信号）の入力端子である。本例では説明の都合上3種類の信号に対して示してあるが一般にn種類の信号に対して適用できることは自明である。第1番目の信号は線路11₁, 11₂, …… 11_nを通して第1番目の信号をディジタル信号に変換する符号器21₁, 21₂, …… 21_nに供給され、そのディジタル出力は線路31₁, 31₂, …… 31_nを通して多重化器41に供給される。多重化器41で多重化された多重化信号は線路45に送出される。第2番目の信号は線路12を通して第2番目の信号をディジタル信号に変換する符号器12に供給され、そのディジタル出力を線路32に送出する。第3番目の信号は線路13₁, 13₂を通して第3番目の信号をディジタル信号に変換する符号器23₁, 23₂に供給され、そのディジタル出力は線路33₁, 33₂を通して多重化器42に供給される。多重化器42で多重化された多重化信号は線路46に送出される。第1図において第1番目の種類の信号と第3番目の種類の信号に対してアナログ信号の段階で多重

保守対策の労をとる可能性がある。一方、最低の品質でよい信号に保守基準を合わせると、より高い品質基準を必要とする信号の通信に対してサービスが悪くなる。

本発明はこのような品質基準の異なる信号を同一のディジタル回線で伝送するに際し、伝送回線の保守基準を各々の信号の品質基準に対応して段階的に収容されている信号の種類の数だけ設けてディジタル回線で通信が行なわれている信号に適用した保守を提供しようとするものである。つまり伝送回線の誤り率を監視して各信号の品質保守基準に対応する誤り率を段階的に設定し、この設定値以上の誤り率になると警報を発するようにするものである。

次に本発明の具体例を図面を参照して行なう。第1図は一般的ディジタル回線に適用した本発明の一実施例を示している。1₁, 1₂, …… 1_nは第1番目の種類の信号（例えば音声電話信号）の入力端子である。2は第2番目の種類の信号（例えば放送プログラム信号）の入力端子である。3₁, 3₂

- 4 -

化して1個の符号器で直接符号化してディジタル信号を得る方法も考えられる。

多重化器49は線路45, 32および46から供給される異なるディジタル信号を伝送路の速度に整合するより多重化してその出力を線路51に送出する。53は線路51から供給されるディジタル信号に誤り訂正機能もしくは誤り検出機能を加える送信誤り訂正器もしくは送信誤り検出器であり、その出力は伝送路55に送出される。伝送路に送出されるディジタル信号列には送受の同期をとる同期信号等が含まれていることは勿論である。57は送信側のパルス発生器で各種のタイミングパルス59を各部に供給する。54は伝送路55から送られてくるディジタル信号を受信して誤り訂正検査もしくは誤り検出検査を行なう受信誤り訂正器もしくは受信誤り検出器であり、誤り訂正もしくは誤り検出を受けたディジタル信号は線路52を通して多重分離器50に供給され、第1番目の信号に対応するディジタル信号を線路47、第2番目の信号に対応するディジタル信号を線路35、

- 5 -

第3番目の信号に対応するデジタル信号を線路48に各々分離供給される。線路47のデジタル信号は多重分離器43で更に分離され、その出力を線路34₁, 34₂, …… 34_nを通して復号器24₁, 24₂, …… 24_nに供給される。復号器24₁, 24₂, …… 24_nは符号器21₁, 21₂, …… 21_nと逆なる特性を有し、入力デジタル信号を元のアナログ信号に変換して線路14₁, 14₂, …… 14_nに送出する。4₁, 4₂, …… 4_nは第1番目の種類の信号の出力端子である。線路35のデジタル信号は復号器25に供給される。復号器25は符号器22と逆なる特性を有し、入力デジタル信号を元のアナログ信号に変換して線路15に供給する。5は第2番目の種類の信号の出力端子である。線路48のデジタル信号は多重分離器49で更に分離され、その出力を線路36₁, 36₂を通して復号器26₁, 26₂に供給される。復号器26₁, 26₂は符号器23₁, 23₂と逆なる特性を有し、入力デジタル信号を元のアナログ信号に変換して線路16₁, 16₂に供給する。6₁, 6₂は第3番目の種類の信

- 7 -

ているかどうかを記憶するフリップ・フロップ105から構成されている。

第3図において101は誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルスの入力端子、102は2進計数器104の計数時間を設定する監視パルスの入力端子である。入力端子101に供給される誤りパルスは線路201を通してゲート回路103に供給され、線路203に阻止パルスがないときは線路202に導かれて2進計数器104を計数する。2進計数器104は入力端子102に供給され線路204を通して送られる監視パルスによりあらかじめ定められた時間毎にリセットされる。もし2進計数器104があらかじめ定められた数kをリセットするまでに数えあげると計数完了パルスを線路203に出力し監視パルスによりリセットされるまでゲート回路103を阻止し誤りパルスを2進計数器104に供給しなくして計数動作を停止させる。線路203の計数完了の有無を示すパルスは監視パルスにより2進計数器204のリセットに先立ちフリップ・フロップに記憶され線

路の出力端子である。第1図において第1番目の種類の信号と第2番目の種類の信号に対して線路47および線路48に送出されるデジタル信号を1個の復号器で直接アナログ信号に変換しアナログ段階で多重分離して元のアナログ信号を得る方法も考えられる。58は受信側のパルス発生器で各種のタイミングパルス60を各部に供給する。以上述べた動作は一般的なデジタル回線の動作であり、各構成機器は全て既知なるものである。

本発明はこのようなデジタル回線において、受信側の受信誤り訂正器もしくは受信誤り検出器54の誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルスを監視して伝送回線の保守を行うものである。線路56に送出された誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルスは誤りパルス計数器27, 28および29に供給される。誤りパルス計数器は第3図に示すように計数すべき数k(kは正の整数)を設定された通常の2進計数器104と計数完了すると誤りパルスを阻止するゲート回路103および2進計数器104が定められた時間までに計数完了し

- 8 -

路205を通して端子106に出力される。

第1図の誤りパルス計数器27, 28および29は線路56を通して供給される誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルスにより計数され、パルス発生器58から線路61, 62および63から供給される各々定められた計数時間に等しい周期を持つ監視パルスによりリセットされると共に、あらかじめ定められた数を数え上げたかどうかの情報を線路17, 18および19に送出する。7, 8, および9はパルス計数器27, 28および29が計数完了をしているかどうか出力する端子である。

伝送回線のランダム誤りの誤り率を P_0 、t秒間に監視している情報ビット数をB、t秒間監視していたときにk個の誤りが検出される確率をPとすると、Pはポアソン分布で与えられることが知られている。つまり $\lambda = P_0 \cdot B$ とおくと確率Pは

$$P = P(k, \lambda) = e^{-\lambda} \cdot \frac{\lambda^k}{k!}$$

で与えられる。

監視時間tを一定にして P_0 を変化したときの

Pの特性を第4図に示す。今、第1番目の種類、第2番目の種類および第3番目の種類の信号に対して各々の伝送回線の誤り率に換算した品質保守基準を $P_{0.1}$, $P_{0.2}$ および $P_{0.3}$ とすれば、誤りパルス計数器の計数すべき数を k_1 , k_2 および k_3 に設定することにより各信号の保守基準に対応した警報出力を端子7, 8 および 9 から取り出すことができる。実際には各誤りパルス計数器に供給する監視パルスの周期と計数すべき数を各々適当に設定すれば更に精度の高い各種の保守基準を定めることが可能である。

第2図はもう一つの実施例である。デジタル回線としての動作は第1図において説明した動作と同じであり、第1図と同じ番号を示すものは全く同じ機能をするものである。第2図の実施例の特徴は誤り訂正機能もしくは誤り検出機能を第1番目の種類、第2番目の種類および第3番目の種類の信号に別々に設けているところにある。301, 302 および 303 は第1番目の種類、第2番目の種類および第3番目の種類の信号に対応するデ

-11-

、8 および 9 が送出することが可能である。

以上の実施例においては信号の種類を3種類として説明したが、一般には伝送回線の速度に整合した信号の組み合わせには全て可能であり通信が行なわれる信号の品質保守基準に適應した保守対策を行なうことが可能である。また、2つの実施例に示したような誤り訂正機能もしくは誤り検出機能を送信側で設けなくても受信側で簡単な誤り検出機能(例えばバイポーラ規則の監視)を持つだけのデジタル回線にも適用可能である。

4. 図面の簡単な説明

第1図および第2図は本発明の実施例を示す図、第3図は誤りパルス計数器の一実施例を示す図、第4図は回線の誤り率と監視時間を与えたときの誤りの個数とその確率分布を示す図である。

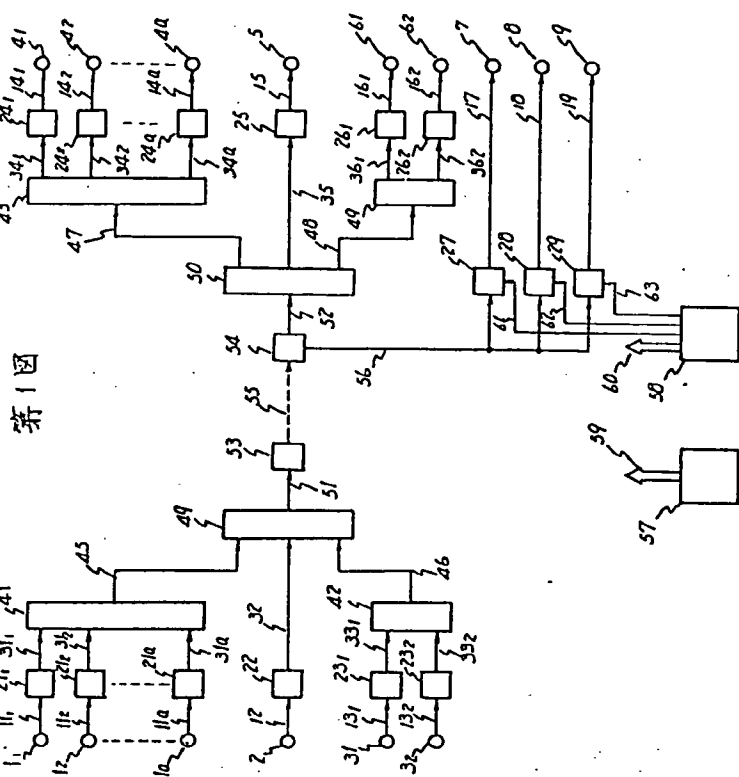
図中、21, 21₁, …… 21_n 第1種の信号の符号器、22 …… 第2種の信号の符号器、23₁, 23₂, …… 第3種の信号の符号器、24₁, 24₂, …… 24_n …… 第1種の信号の復号器、25 …… 第2種の信

ィジタル信号に誤り訂正機能もしくは誤り検出機能を加える送信誤り訂正器もしくは送信誤り検出器であり、その出力は線路311, 312 および 313 を通して多重化器49に供給される。304, 305 および 306 は多重分離器50により分離され線路314, 315 および 316 に送出された第1番目の種類、第2番目の種類および第3番目の種類の信号に対応するディジタル信号を受信して誤り訂正検査もしくは誤り検出検査を行なう受信誤り訂正器もしくは受信誤り検出器であり、誤り訂正もしくは誤り検出を受けたディジタル信号を各々線路47, 35 および 48 を通して多重分離器43、復号器25 および多重分離器44に供給すると共に、誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルスを各々線路321, 322 および 323 を通して誤りパルス計数器27, 28 および 29 に供給する。誤りパルス計数器27, 28 および 29 は第1番目の種類、第2番目の種類および第3番目の種類の信号の品質保守基準に対応した計数時間と計数すべき数を設定することにより品質劣化の警報を出力端子7

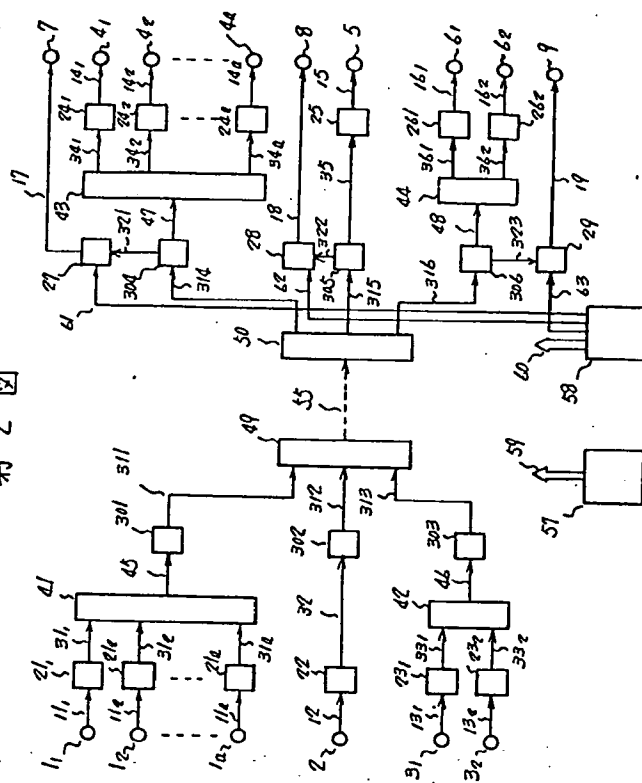
-12-

号の復号器、26₁, 26₂, …… 第3種の信号の復号器、41, 42, 49 …… 多重化器、43, 44, 50 …… 多重分離器、27, 28, 29 …… 誤りパルス計数器、57, 58 …… パルス発生器、53, 301, 302, 303 …… 送信誤り訂正器もしくは送信誤り検出器、54, 304, 305, 306 …… 受信誤り訂正器もしくは受信誤り検出器、101 …… 誤り訂正パルスもしくは誤り検出パルス入力端子、102 …… 監視パルス入力端子、106 …… 警報出力端子、104 …… 2進計数器、105 …… フリップフロップ。

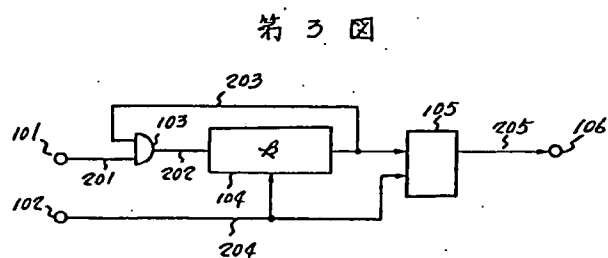
代理人 弁理士 内 原 晋



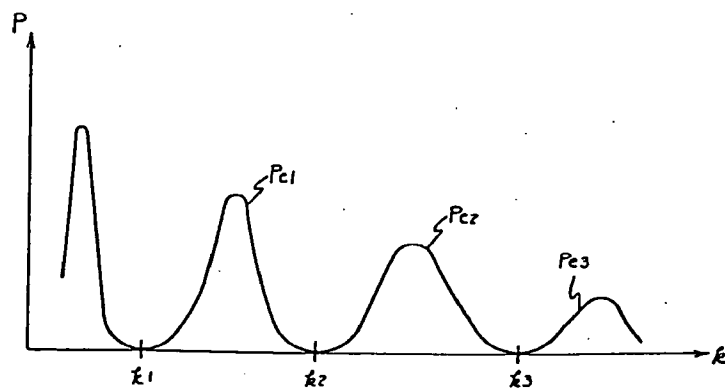
第1図



第2図



第3図



第4図

Patent Number: JP1068144
Publication date: 1989-03-14
Inventor(s): KOBAYASHI MASUO
Applicant(s): FUJITSU LTD
Requested Patent: ☐ JP1068144
Application Number: JP19870226964 19870909
Priority Number(s):
IPC Classification: H04L1/00 ; H04B1/10
EC Classification:
Equivalents:

PURPOSE: To prevent malfunction of a data terminal equipment by comparing an error signal quantity detected by a signal comparator circuit with a standard error signal quantity, and disconnecting a switch provided to an output circuit of a majority decision circuit when the large quantity of error signal exists.

CONSTITUTION: A signal comparator circuit 4 detects an error signal a1 to output to an integration circuit 7. The integration circuit 7 integrates an error signal a1 inputted sequentially to generate a voltage V corresponding to the signal quantity of the error signal a1. A comparator 8 compares the voltage V corresponding to the standard quantity of the error signal a1 with the voltage V1 corresponding to the standard quantity of the error signal a1, drives a switch 6 in case of $V > V1$, to interrupt the output circuit of the majority decision circuit 2-3. Thus, when the error signal is large than the standard in quantity, random noise outputted from the majority decision circuit 2-3 is not supplied to the data terminal equipment 3.

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭64-68144

⑤ Int.Cl.⁴

H 04 L 1/00
H 04 B 1/10

識別記号

庁内整理番号

B-8732-5K
B-6866-5K

⑬ 公開 昭和64年(1989)3月14日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全4頁)

⑭ 発明の名称 データ受信機のスケルチ方式

⑮ 特 願 昭62-226964

⑯ 出 願 昭62(1987)9月9日

⑰ 発 明 者 小 林 益 夫 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内

⑱ 出 願 人 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

⑲ 代 理 人 弁理士 井 桁 貞一

明 細 書

1. 発明の名称

データ受信機のスケルチ方式

2. 特許請求の範囲

受信部(2-1)で受信されたビット信号を多数決判定回路(2-3)で波形整形し、該整形波形をデータ端末(3)に出力するデータ受信機において、

前記受信部(2-1)の出力ビット信号と前記多数決判定回路(2-3)の出力信号とを比較して前記ビット信号に含まれる誤り信号を検出する信号比較回路(4)と、前記信号比較回路の検出誤り信号量と標準誤り信号量とを比較し、誤り信号量が標準誤り信号量より多いときは前記多数決判定回路(2-3)の出力を断とするスケルチ回路(5)を設けたことを特徴とするデータ受信機のスケルチ方式。

3. 発明の詳細な説明

(概要)

データ受信機が所要の電波を受信しない時に発生するランダム雑音データ端末に流入しないようにしたデータ受信機のスケルチ回路に関し、

無線回線で発生する誤り信号量に対応して受信機出力を断とし、データ端末の誤動作を防止するデータ受信機のスケルチ回路を提供することを目的とし、

受信部で受信されたビット信号を多数決判定回路で波形整形し、該整形波形をデータ端末に出力するデータ受信機において、前記受信部の出力ビット信号と前記多数決判定回路の出力信号とを比較して前記ビット信号に含まれる誤り信号を検出する信号比較回路と、前記信号比較回路の検出誤り信号量と標準誤り信号量とを比較し、誤り信号量が標準誤り信号量より多いときは前記多数決判定回路の出力を断とするスケルチ回路を設けた構成とする。

(産業上の利用分野)

本発明はデータ受信機が所要の電波を受信しない時に発生するランダム雑音データ端末に出力しないようにしたデータ受信機のスケルチ回路に関するものである。

簡易タイプのデータ受信機ではスケルチ機能を設けておらず、受信データをそのままフアクシミリ等のデータ端末に出力している。かかるデータ受信機においては所要の電波がない時にはランダム雑音を出力することとなり、データ端末で誤動作を起こす原因となっていた。そこでランダム雑音の発生に対応して受信機出力を断とするスケルチ回路が必要とされていた。

(従来技術)

第4図は簡易型データ通信回線の要部ブロック図、第5図はその動作を説明するための信号波形図を示している。

第4図において、データ通信回線は送信機1と受信機2とよりなり、送信機1はデータ部1-1と変調部1-2と送信部1-3とを、また受信機

2は受信部2-1と検波回路2-2と多数決判定回路2-3とを備えている。

データ部1-1は、例えば第5図Aに示すように、1200Hzの繰返し周期を持った1、0の組合わせ(1200b/s)で形成されたデータ信号を出力する。このデータ信号は変調部1-2で16Kb/sに速度変換された後、送信部1-3において所定の周波数で変調されて送信される。

この送信電波は受信部2-1で受信され検波回路2-2と多数決判定回路2-3で検波および波形整形されてデータ端末3に出力され、データ端末3においてデータ処理される。

いま、受信部2-1が第5図Aの正規の受信データを受信すると多数決判定回路2-3より第5図Aの正規のデータ信号がデータ端末3に出力され、データ端末でデータ処理される。

一方、無線回線で誤りが発生した場合、第5図Bに示すような誤り信号a1が存在するデータ信号が受信部2-1より出力される。多数決判定回路2-3は第5図Bのデータ信号より誤り信号a1

の発生数から波形整形して第5図Cの波形を形成する。この場合、図Bのa1に示すように誤り信号数が多いと図Cに示すように正規の波形(図A)と異なった図Cで示す信号C1を発生する。このように誤り信号数が多い状態が続くと(例えば無着信状態)信号C1はランダム信号となりデータ端末の誤動作の原因となる。

(発明が解決しようとする問題点)

上記の簡易型データ受信機において、第5図Aの所要の電波を正規に受信している間は問題ないが、第5図Bに示す誤り信号a1を含んだデータ信号を連続して受信する様な時にはデータ受信機よりランダム雑音を出力することになり、データ端末3で誤動作が発生する。

本発明はこのような点に鑑みて創作されたもので、無線回線で発生する誤り信号量に対応して受信機出力を断とし、データ端末の誤動作を防止するデータ受信機のスケルチ回路を提供することを目的としている。

(問題点を解決するための手段)

第1図は本発明のデータ受信機のスケルチ方式のブロック図を示しており、データ受信機2は受信部2-1とこれに接続される多数決判定回路2-3とで構成される。受信部2-1の出力であるビット信号と多数決判定回路2-3の出力信号とを比較してビット信号に含まれる誤り信号を検出する信号比較回路4と、信号比較回路4の検出誤り信号量と標準誤り信号量とを比較し、誤り信号量が多いときは多数決判定回路2-3の出力を断とするスケルチ回路5を設けた構成としている。

なお、6は多数決判定回路2-3とデータ端末3間に設けられたスイッチを示す。

(作用)

信号比較回路4は受信部2-1より出力されるビット信号と多数決判定回路2-3より出力されるビット信号を整形して形成されたデータ信号とを比較し、ビット信号に含まれる無線回線で発生した誤り信号を検出してスケルチ回路5に出力す

る。

スケルチ回路5は信号比較回路4で検出された誤り信号量と標準誤り信号量とを比較し、誤り信号量が多いときは多数決判定回路2-3の出力回路に設けられたスイッチ6を断とし、ビット信号中に誤り信号が多く含まれている場合には多数決判定回路の出力データ信号を断としてデータ端末3の誤動作を防止する。

(実施例)

第2図は一実施例のスケルチ回路のブロック図、第3図は本発明のスケルチ方式の動作を説明するための信号波形図を示している。

一実施例のスケルチ方式は、信号比較回路4とスケルチ回路5とスイッチ6とを備えている。また、スケルチ回路5を積分回路7とコンパレータ8と、標準電圧回路9とで構成している。

多数決判定回路2-3の入、出力端と信号比較回路4の両入力端と、信号比較回路4の出力端と積分回路4の入力端と、積分回路4の出力端とコ

る。なお誤り信号の標準量は多数決判定回路において第5図Cに示すランダム雑音C1が発生しない量としている。

コンパレータ8は誤り信号a1の標準量に対応した電圧Vと誤り信号a1の標準量に対応した電圧V1とを比較し、 $V > V1$ となるとスイッチ6を駆動して多数決判定回路2-3の出力回路を断とする。

即ち、誤り信号が標準量より多い場合は多数決判定回路2-3より出力されるランダム雑音がデータ端末3に入力することをなくしている。

(発明の効果)

以上説明したように本発明によれば、無線回線が発生する誤り信号によるランダム雑音を出力することがなくなり、データ端末で誤り動作を起こすことがなくなる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明のデータ受信機のスケルチ方式

ンパレータ8の一方の入力端とが接続され、またコンパレータ8の他の入力端には標準電圧回路9が接続され、コンパレータ8の出力端はスイッチ6に接続されている。

その動作を第3図を参照して説明する。

第3図Aは誤り信号a1を含んだ受信部2-1の出力波形を示しており、この図A信号は多数決判定回路において波形整形されて図Bのデータ信号となる。図Aの誤り信号a1を含んだ信号と図Bのデータ信号が信号比較回路4に入力される。

信号比較回路4は第3図AとBを比較して第3図Cの誤り信号a1を検出して第2図の積分回路7に出力する。

積分回路7は順次入力する誤り信号a1を積分して誤り信号a1の信号量に対応した電圧Vが発生する。この電圧Vは誤り信号量が多いほど高い電圧となりコンパレータ8の一方の入力端b1に入力される。また、コンパレータ8の他の一方の入力端b2には誤り信号a1の標準量に対応した電圧V1が標準電圧回路9で作成されて入力され

の原理ブロック図、

第2図は一実施例のスケルチ回路のブロック図、第3図は本発明のスケルチ方式の動作を説明するための信号波形図、

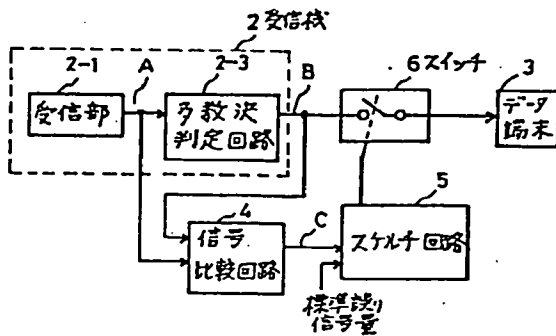
第4図は簡易型データ通信回線の要部ブロック図、

第5図は従来のスケルチ方式の動作を説明するための信号波形図である。

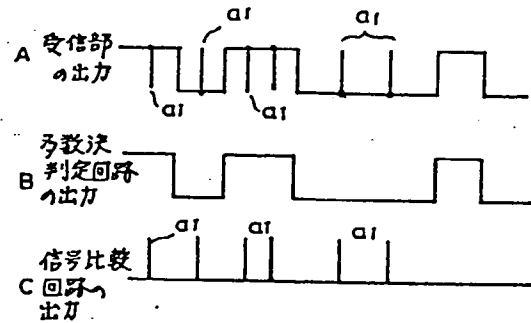
図において、1は送信機、1-1はデータ部、1-2は変調部、1-3は送信部、2は受信機、2-1は受信部、2-2は検波回路、2-3は多数決判定回路、3はデータ端末、4は信号比較回路、5はスケルチ回路、6はスイッチ、7は積分回路、8はコンパレータ、9は標準電圧回路を示している。

代理人 弁理士 井 桁 貞

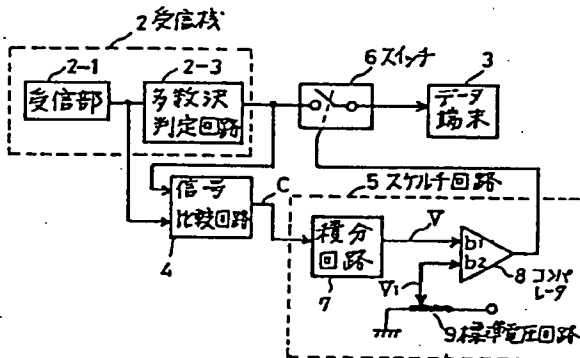




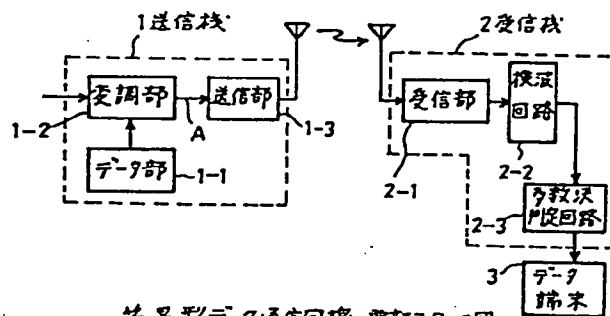
本発明のデータ受信機のスケルチ方式の原理ブロック図
第 1 図



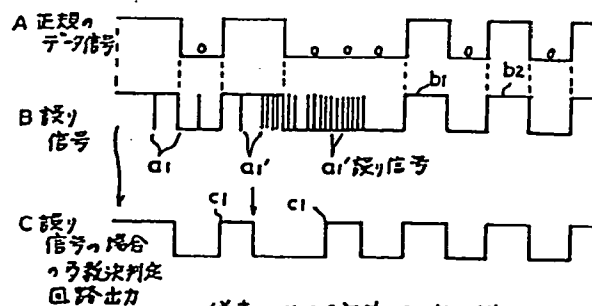
本発明のスケルチ方式の動作を説明するための信号波形図
第 3 図



一実施例のスケルチ回路のブロック図
第 2 図



簡易型データ通信回路の各部ブロック図
第 4 図



従来のスケルチ方式の動作を説明するための信号波形図
第 5 図

XP-000763737

p. 65-73 (9)

H0487/1

200 Mb/s 16 QAM Digital Radio-Relay System Operating in 4 and 5 GHz Bands

H0487/01

By Shinji Matsumoto, Jun-ichi Sango
and Jun Segawa

ENGINEERING BUREAU, NTT

Long-awaited "atout" (trump) for digitalization of the vast analog radio-relay networks in NTT has finally been developed on the basis of 16 QAM (16 Level Quadrature Amplitude Modulation) method and various new techniques for countermeasures against multipath fading distortion. After five years developmental research and field test, the new digital radio-relay system operating in the 4 and 5 GHz band, designated 4/5L-D1 system, is to be put into the first commercial use between Sendai and Aomori over 11 hops. This system can convey 200 Mb/s per radio channel, maintaining compatibility with existing analog radio-relay systems in connection with frequency allocation, repeater spacing, repeater stations facilities etc. This paper describes, as a first step, the system design, newly developed technology and equipment features.

1. Introduction

NTT has developed and installed digital radio systems operating in the 2, 11, 15 and 20 GHz band since 1968.

The 4, 5 and 6 GHz bands have been applied only to analog systems which provide very economical long-haul circuits due to 50 km long hop distance. Digital radio-relay systems, as economical as analog systems, are indispensable for digitalization of existing radio-relay network in the 4, 5 and 6 GHz bands.

NTT began development on a digital radio-relay system in the 4 and 5 GHz bands in 1976 and has successfully completed this development.

2. System Outline

2.1 Modulation Method

4 PSK has been adopted in NTT's digital radio-relay systems up to now, because the required PSK SNR is smaller than that of ASK or FSK, if the same spectrum utilization efficiency is assumed. It is necessary to use a modulation method with higher spectrum utilization efficiency than 4 PSK in order to realize the digital radio-relay system with almost the same frequency utilization efficiency as the existing FM systems. A capacity of 200 Mb/s per radio channel, which is almost equal to the FM system's capacity, is realized by using a 16 multi-

level modulation. 16 QAM is better than 16 PSK with respect to the required SNR, as shown in Fig. 1. Naturally the larger the modulation level number is, the higher

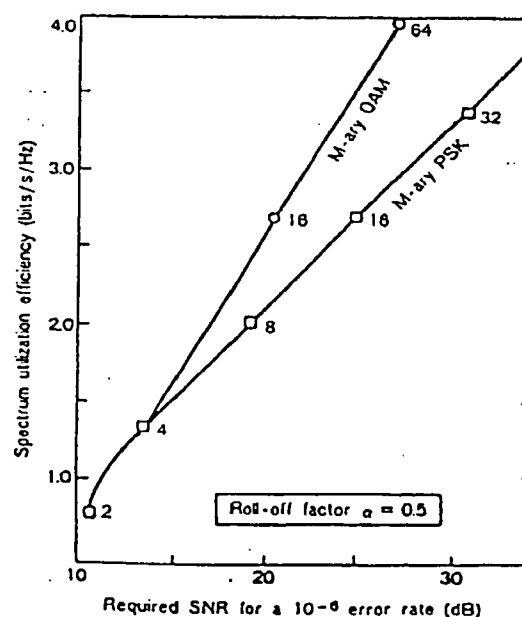


Figure 1. Spectrum utilization efficiencies of M-ary PSK and M-ary QAM modulations

the spectrum utilization becomes. However, it is very difficult to realize the 64 QAM or more multilevel QAM system for the time being. So 16 QAM is adopted in 4/5 L-D1 systems.

2.2 Filter Design

The required 16 QAM system SNR is about 7 dB larger than the 4 PSK system SNR. Nyquist's cosine roll-off spectral shaping in overall transfer characteristics is selected in order to minimize intersymbol interference and interchannel interference.

Concerning the roll-off factor, the closer the factor is to 1.0, the larger the adjacent channel interference becomes. On the other hand, intersymbol interference due to multipath fading increases as the roll-off factor decreases. A roll-off factor of 0.5 is selected on the basis of the above consideration.

2.3 Transmitting Power

The 4/5L-D1 system transmitting power required to realize a 50 km repeater spacing is 26 dBm when there is no interference from an adjacent FM route.

However, there are many terminal stations on which both digital systems and FM systems are converging in the transition period from an analog network to a digital network. In this case, the harshness is interference from the existing FM system to the digital system due to the high transmitting power in the FM system, namely, 43 dBm or 44.5 dBm. Therefore, a transmitter resistant to high FM interference with 32 dBm transmitting power is also prepared in the 4/5L-D1 systems.

2.4 Hypothetical Reference Digital Path (HRDP)

The hypothetical reference digital path for 4/5L-D1 systems is in accordance with CCIR recommendation, as shown in Fig. 2.

2.5 Frequency Arrangement

4/5L-D1 systems employ the same radio frequency arrangement as the 4 and 5 GHz bands FM systems with 40 MHz interleaved carrier separation, as shown in Fig. 3.

2.6 Circuit Quality Objective

Circuit quality objectives for the HRDP are as follows:

- Short interruption probability, where bit error rate exceeds 10^{-4} , is less than 0.01 % / 2,500 km.
- Bit error rate is less than 10^{-7} / 2,500 km for 99 % of the time.

2.7 System Configuration

5L-D1 system configuration is shown in Fig. 4. The antennas and feeders are commonly used with 4 and 6 GHz bands digital or FM systems by using band splitting filters.

2.8 Noise Budget

In 4 and 5 GHz band digital radio-relay systems, multipath fading sets a fundamental limitation on system performance, since it causes frequency selective in-band amplitude and delay distortion as well as an increase in thermal noise and interference noise. So the waveform distortion effect, in addition to thermal noise and interference noise, should be taken into consideration in the noise budget during multipath fading.

Table 1 shows a typical noise budget for the 5L-D1 system.

(1) Noise Budget Assumptions

- Repeater spacing: 50 km
- Propagation conditions: plains area

$$\rho_{\Delta f} = 50 \text{ MHz} = 0.99$$

$\rho_{\Delta f}$: Frequency correlation factor in Δf frequency difference

Δf : 50 MHz in case of 50 % roll off 16 QAM 200 Mb/s spectrum

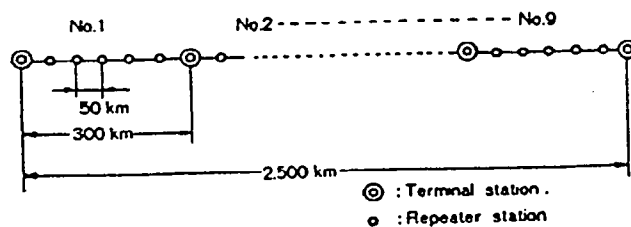


Figure 2. Hypothetical reference digital path

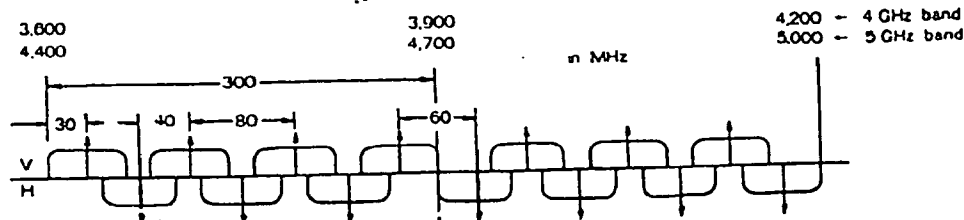


Figure 3. 4/5L-D1 radio frequency channel arrangement

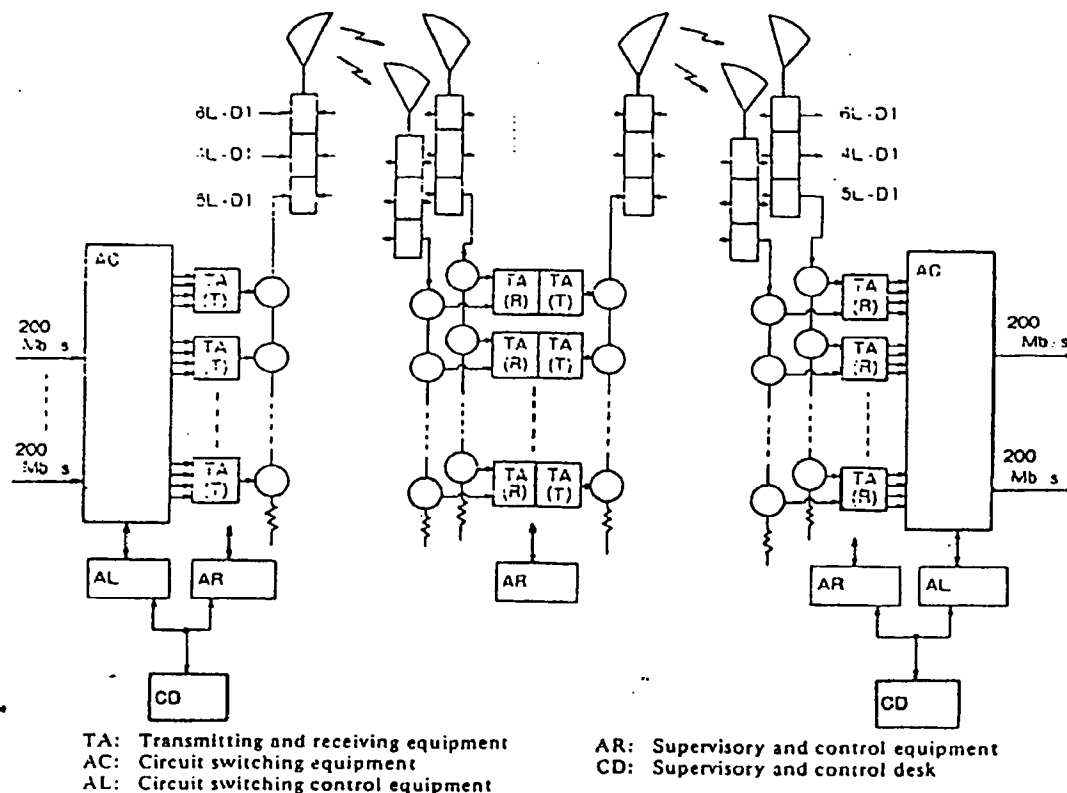


Figure 4. 5L-D1 system configuration

- Transmitting power: 32 dBm
- Countermeasures for multipath fading:
 - space diversity
 - adaptive fading equalizer
- Fading margin: 20 dB

Table 1. 5L-D1 System Noise Budget

18.5 dB	: Theoretical ideal SNR	
(BER = 10^{-4})		
3 dB	: Degradation due to circuit imperfections, temperature variations and aging	
21.5 dB		
5 dB	: Degradation due to waveform distortion in multipath fading	
26.5 dB		
	Thermal noise	42 dB
	Cross-polarization adjacent channel interference	29.5 dB
	Interference from other routes	30 dB
	Other kinds of interference	43 dB

(2) Required SNR

The required SNR is given by adding the equivalent SNR degradation caused by circuit imperfections, temperature variations, aging and waveform distortion to the

theoretical ideal SNR corresponding to a BER of 10^{-4} . The required SNR is 26.5 dB, because the equivalent SNR degradation is 8 dB.

(3) Interference Noise

Cross-polarization adjacent channel interference (SNR_{VH}) and interferences from other routes (SNR_{BR}) are dominant among various kinds of noises.

SNR_{VH} is given by the following equation.

$$SNR_{VH} = XPD + IRF$$

where

XPD: cross-polarization discrimination⁽¹⁾ during fading

IRF: interference reduction factor

XPD is 27.5 dB when fading depth is 20 dB, and IRF is 2 dB. Therefore, SNR_{VH} is 29.5 dB.

Concerning SNR_{BR} , a 30 dB SNR is budgeted. The minimum branching angle between the FM system and the 5L-D1 system is about 20° . However, higher route density can be realized when there is no interference from an adjacent FM route, since the minimum branching angle between two 5L-D1 systems is about 15° .

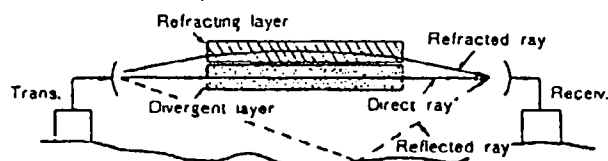
2.9 System Parameters

The 4/5L-D1 system parameters are determined as shown in Table 2 on the basis of the above consideration.

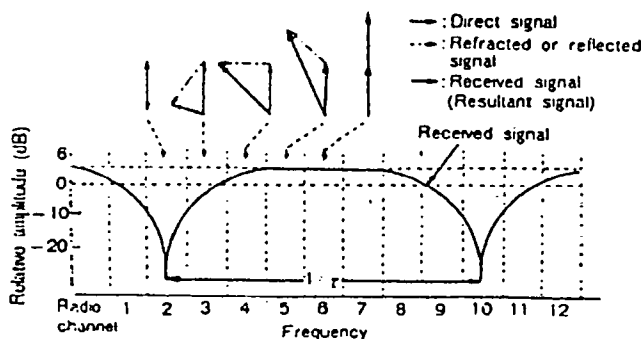
Table 2. 4/5L-D1 Main System Parameters

Frequency Band	4 or 5 GHz band
Transmission Capacity	200 Mbits/s/radio channel
Number of Systems (4 or 5 GHz Band) (Working + Protection)	6 + 1 (working) (protection)
Modulation-Demodulation	16 QAM-coherent detection
Transmitting Power (Average)	26 dBm* 32 dBm**
Transmitting Power Amplifier (Saturation Power)	GaAs FET (34 dBm, 40 dBm)
Noise Figure	4 dB
Overall Transmission Characteristics	Nyquist's cosine roll-off ($\alpha = 0.5$)
Spectrum Utilization	5 bits/s/Hz
Repeater Spacing	50 km

*In case of no FM interference
**In case of high FM interference existence



(a) Refraction or reflection geometry resulting in multipath propagation



(b) Amplitude characteristics
Figure 5. Multipath fading

3. Countermeasures Against Multipath Fading^{(2),(3)}

3.1 Multipath Fading Occurrence Mechanism

Figure 5 explains why multipath fading occurs, according to a two-ray model. Since there is no ideal propagation path through which only one direct way passes to the receiving antenna, there always exist, to some extent, rays refracted by an inversion layer formed in the atmosphere or/and rays reflected at water or ground surface. These unwanted rays are mixed with the direct

wave at the receiving point. Usually, the unwanted ray levels are too small to cause a harmful effect, but one of them can become so strong for a very small percentage of the time, for various reasons, that frequency selective fading occurs, as shown in Fig. 5(b). This is the so called two-ray model. Mixed receiving signal dips at a certain frequency where two rays are added in reverse phase. The amplitude dip depth is decided by the direct and unwanted waves ratio, or, in other words, by refraction coefficient, reflection coefficient and attenuation to the direct wave.

3.2 Necessity for Multipath Fading Countermeasures

The frequency selective fading causes severe inter-symbol interference, which is a dominant outage factor in a digital radio system.

Since Japan consists of four main islands and many small islands surrounded by the sea, there are many over-water paths where destructive frequency selective fading occurs.

The 4/5L-D1 systems are designed to be overlaid on the existing analog radio-relay networks, therefore effective methods to cope with severe fading are indispensable.

3.3 Minimum In-band Dispersion Space Diversity

Space diversity is one of the most effective and general countermeasures for fading. Conventional in-phase combiner space diversity can maximize the receiving power, but cannot adequately reduce the in-band dis-

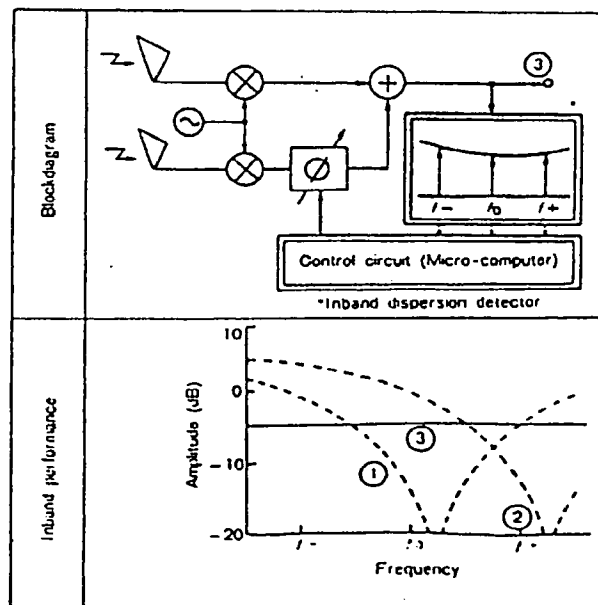


Figure 6. New space diversity block diagram and inband performance

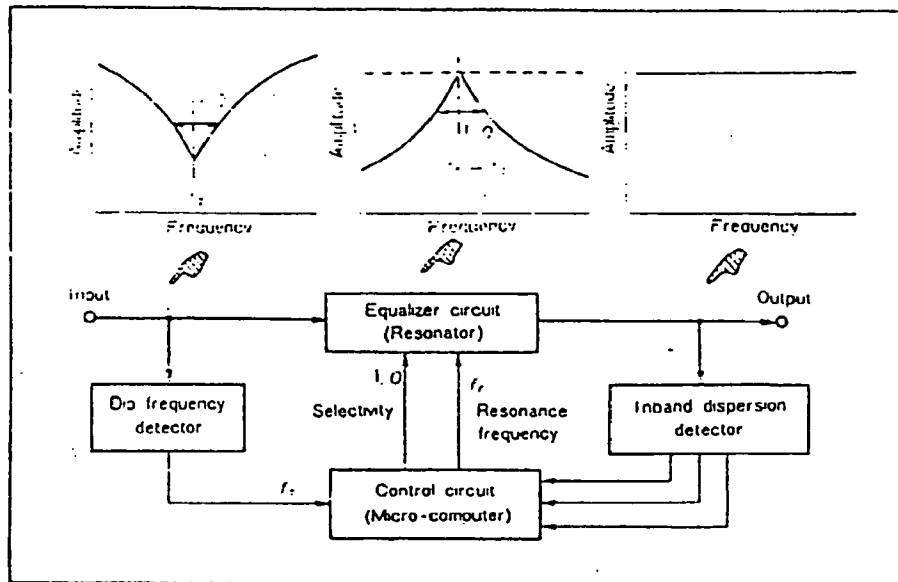


Figure 7. IF band adaptive equalizer blockdiagram

ersion caused by frequency selective fading.

A blockdiagram of the new combiner is shown in Fig. 6. The microcomputer controls the endless phase shifter to cancel unwanted rays received by main and sub antenna, on the basis of the 16 QAM spectrum form determined by narrow-filtered levels at three frequencies. However, in case the fading depth is larger than the permissible fading margin, the circuit interruption occurs by the increase in thermal noise and interference noises, even if the amplitude response is flat. So, the endless phase shifter is controlled so as to increase the combined level in case the combined level is below a pre-determined level. Thus, the new space diversity has the same effectiveness in regard to thermal and interference noises as the conventional in-phase combining space diversity.

3.4 Adaptive Equalizer in Intermediate Frequency Band (Fig. 7)

The principle of the newly developed adaptive equalizer (IF-EQL) is to produce amplitude and delay frequency characteristics inverse to those caused by the selective fading by means of a variable resonator whose resonance frequency (f_r) and selective ($1/Q$) are controlled according to the detected frequency and depth of dip. The IF-EQL works effectively when the direct wave is larger than the unwanted wave, and this is done by the space diversity. Therefore, the IF-EQL and space diversity work synergistically when used together.

3.5 Automatic Transversal Equalizer in Baseband

An automatic transversal equalizer in the baseband

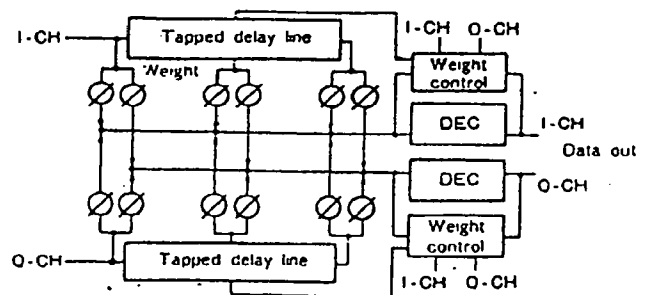


Figure 8. Automatic transversal equalizer blockdiagram

(TR-EQL) consists of a transversal filter, a control circuit and a decision circuit, as shown in Fig. 8. The TR-EQL system requires two-dimensional tapped delay lines. The principle of the TR-EQL is to control the tap weights of the transversal filter so as to maximize the eye opening.

The IF-EQL described in 3.4 cannot equalize the dispersion with more than two dips.

On the other hand, the baseband TR-EQL can theoretically equalize any kind of distortion. If the carrier recovery is not established, the information is lost in the pulse train after demodulation. In this case, TR-EQL is useless, so it should be used together with the IF-EQL.

3.6 Application of Three Countermeasures for Multipath Fading

Considering the respective peculiar features of three countermeasures for multipath fading, the following application guide line was set up.

(1) Space Diversity

Since space diversity is useful for thermal and interference noises as well as in-band dispersion, its effectiveness in improving short interruption probability is large. So, space diversity is applied to most hops whose length is over 25 km. However, existing towers do not have enough antenna load support capability to handle a space diversity antenna, especially for a horn-reflector antenna which is large and heavy. A small sized off-set antenna for 4, 5 and 6 GHz multiband has been newly developed with almost the same loading conditions as the 4 mD parabolic antenna.

(2) Adaptive Equalizer in IF Band

The IF-EQL is applied to all hops from the viewpoint of its cost and its effectiveness.

(3) Automatic Transversal Equalizer

The TR-EQL is applied together with two other countermeasures when the propagation condition is very

severe and the short interruption probability is over the objective value, in spite of using space diversity and IF-EQL.

4. Equipment Outline

4.1 Transmitting and Receiving Equipment

A set including modulator, demodulator, transmitter and receiver with space diversity is mounted in an NTT standard bay, which is 2,100 mm in height, 520 mm in width and 250 mm in depth. Figure 9 shows a block-diagram for this equipment.

(1) Modulator

Figure 10 shows the modulator blockdiagram. Four series of 50 Mb/s unipolar two-level signals are converted to four-level signals two by two in a 2/4 converter. Two four-level signals, after their bandwidths are limited by the transmitting spectral shaping filters, amplitude-

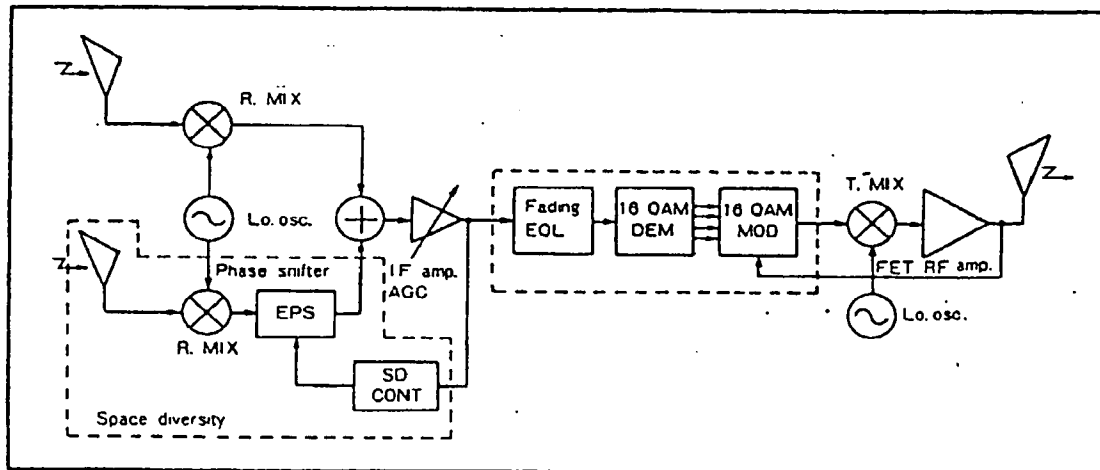


Figure 9. 4/5L-D1 transmitting and receiving equipment blockdiagram

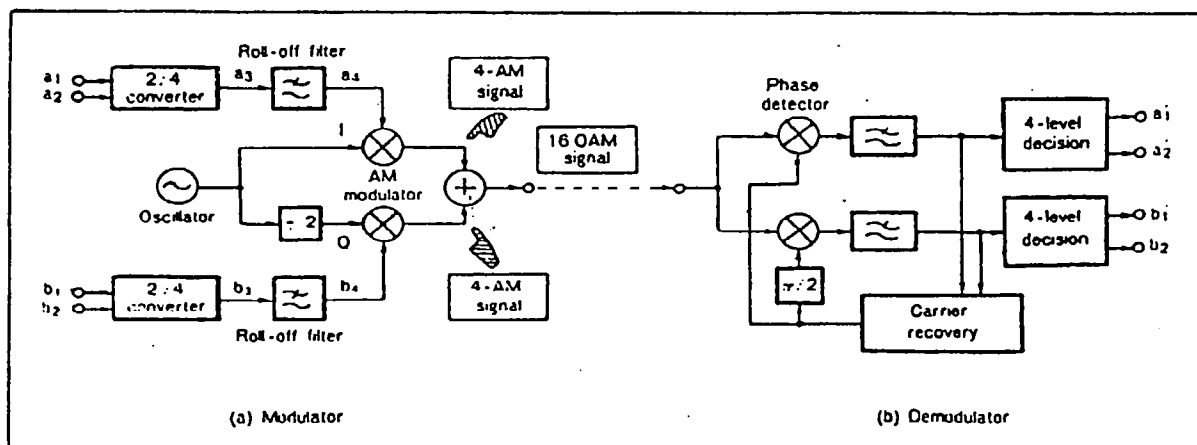


Figure 10. 16 QAM modem blockdiagram

modulates two 140 MHz carriers which are orthogonal. Then, they are combined and sent to the transmitter. A modulation phase error less than 1° and a negligibly small modulation non-linearity are realized in order to minimize SNR degradation.

(2) Demodulator

A demodulator blockdiagram is shown in Fig. 10. The IF signal from the receiver is divided into two signals and each of them is coherent-detected by orthogonal two carriers. A selective gated phase-locked loop is developed to regenerate stable carrier references from a suppressed carrier signal⁽⁴⁾. In the 16 QAM carrier recovery, halves of the 16 QAM signal points are different from the 4 PSK signal phase and cause carrier phase jitter. The carrier tracking loop for the 16 QAM signal holds only the four stable points, and also obtains low phase jitter performance. A recovered carrier with over 35 dB SNR can be regenerated by this new technique. The values of the demodulated signals are detected by the decision circuit. If the automatic transversal equalizer is required, the decision circuit is replaced by the equalizer including a decision circuit.

(3) Transmitter

16 QAM signal, after being converted from intermediate frequency band to radio frequency band, is amplified in the transmitting power amplifier using GaAs FET. Then, it is sent to the antenna through the channel branching filter.

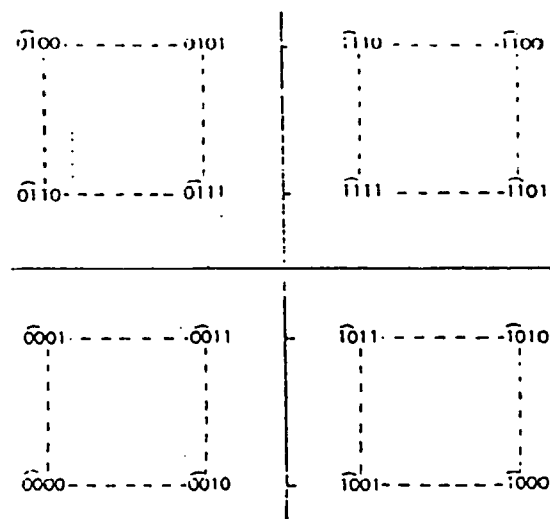
The transmitting power amplifier, the average output level of 26 dBm or 32 dBm, works with an 8 dB back-off. As a result, equivalent SNR degradation caused by AM-AM and AM-PM conversion in the amplifier is less than 0.1 dB at a BER of 10^{-4} . Moreover, the transmitting power amplifier output level is kept constant by an automatic level control circuit.

(4) Receiver

Two signals received by a main and a sub antenna are amplified by the low noise amplifiers using GaAs FET and then converted to the intermediate frequency band (140 MHz band) by the common local oscillator. These two signals are combined after one of them is phase-shifted in the endless phase shifter described in 3.2. The combined signal passes through the band pass filter, the main IF amplifier and the IF-EQL described in 3.3 and then is sent to the demodulator.

4.2 Circuit Switching Equipment

The faculties of the circuit switching equipment are insertion of pulses used for frame synchronizing, parity check, and supervision and control link, scrambling, logic conversion, circuit quality supervision and circuit switching.



XX: Differentially encoded dibits
Figure 11. Signal constellation for 4/5L-D1 system

(1) Pulse Insertion and Scrambling

In the transmitting side, a 200 Mb/s bipolar signal is converted to four series of 50 Mb/s unipolar signals. Additional bits used for frame synchronizing, parity check and supervision and controlling are inserted into each 50 Mb/s pulse stream at the rate of one additional bit to 125 information bits.

Scrambling is necessary to make a uniform spectrum, independent of modulation signal. This is done by applying the exclusive-or procedure to the information signal by use of the 504 bit cycle-9 stage synchronized feed-back register pattern. In the receiving side, inverse function is performed.

Figure 11 shows a signal constellation whose features are that the first two bits are fixed to the quadrant and that rotative orientation and 00 position of the last two bits are the same in all four quadrants.

In 16 QAM system as well as 4 PSK, it is difficult to regenerate absolutely the same carrier phase at the receiving point. Therefore, the differential code technique is applied to the first two bits. Thus, regardless the recovered carrier phase, transmitted signal can be regenerated from the difference of a successive couple of these two bits. On the other hand, the last two bits can be always distinguished in any quadrant. Therefore, it is not necessary for them to be differentially coded. This fact serves to realize good BER characteristics.

(3) Circuit Quality Supervision and Circuit Switching

The space diversity system, the adaptive equalizer in the IF band and the automatic transversal equalizer in the baseband are employed as a countermeasure for frequency selective fading described in 3.

In addition to these countermeasures, a frequency

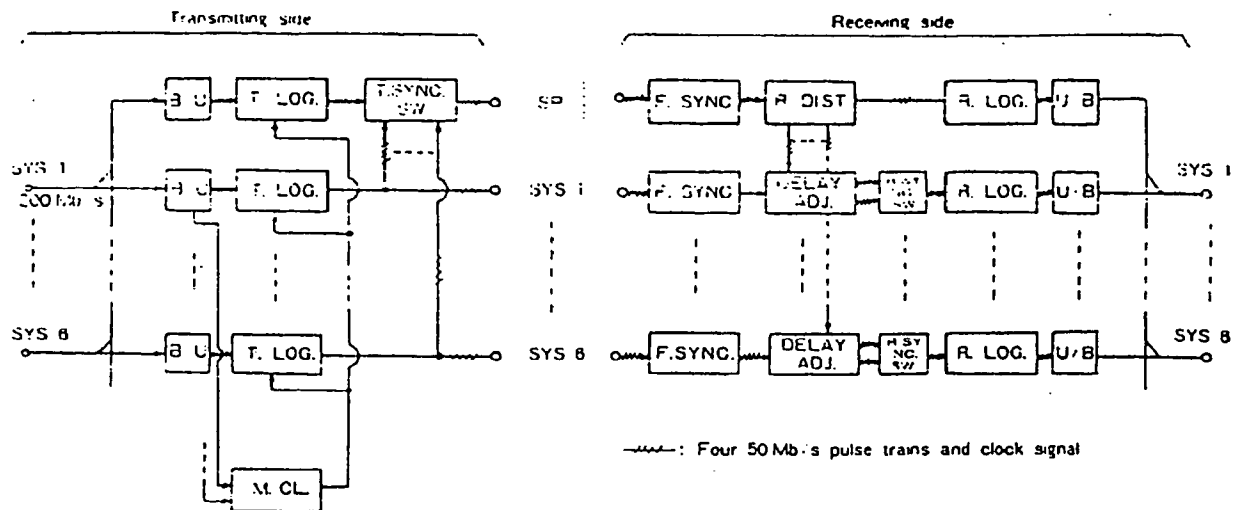


Figure 12. Circuit switching equipment block diagram.

diversity by switching the traffic load on a failed channel to a protection channel can be expected to be one of the countermeasures for frequency selective fading. However, a conventional switching system cannot switch over without frame synchronizing loss, because frame synchronization bits are independently inserted inside of transmitting and receiving switcher. A newly developed switchover system has a 2 stage switcher, as shown in Fig. 12. One is for outage due to propagation and the other is for equipment failure. It can perform hitless switch-over, because frame synchronization pulse circuits for working channels and stand-by channel are locked to a master clock generator, and delay adjust circuit at a receiving side can control delay time difference up to ± 50 ns, i.e. ± 2.5 bit between stand-by channel and channel to be switched over.

The key points to realize the hitless switching are as follows:

(1) Short Switching Time

Concerning the receiving power decreasing velocity in severe multipath fading, 100 dB/sec should be taken into consideration as a maximum value. This means that the BER increases by about ten times in 10 msec. The hitless switching system for 4/5L-D1 systems is designed so that the switching time, including the BER detecting time, the time for transmitting control signals for switching and so on, is less than 10 msec.

(2) No Delay Time Difference between a Working Channel and a Protection Channel

The static delay time difference between a working channel and a protection channel due to equipment, feeders and so on is adjusted during construction.

However, there should be no delay time difference.

even when multipath fading occurs. So, a circuit which can adjust varying delay time difference within ± 2.5 bits automatically is mounted in the circuit switching equipment.

4.3 Supervisory and Control Equipment

The supervisory and control equipment faculties are circuit switching control, remote circuit supervision and control, remote equipment supervision and control and a telephone circuit for maintenance. There are two kinds of supervisory and control circuits which transmit the signals for these faculties.

One is the circuit which uses additional bits described in 4.2. Its capacity is 396 kb/s. This 396 kb/s link consists of twelve 32 kb/s channels and is used for transmitting signals requiring high speed transmission and signals transmitted between two terminal stations, such as circuit switching control signals, remote circuit supervisory and control signals and telephone channels between terminal stations.

The other is the circuit which transmits the signals by frequency-modulating the transmitter local oscillator signal. The 8 kHz bandwidth modulating signal consists of six 200 b/s FSK signals, including equipment supervisory and control signals, four carriers for route identification and one telephone channel among all repeater stations. These signals are detected in the demodulator carrier recovery circuit at each repeater station.

5. Conclusion

4 and 5 GHz band 200 Mb/s 16 QAM digital radio-relay systems (4/5L-D1) have been realized based on new technologies, such as 16 QAM modulation tech-

niques, waveform distortion correction techniques and so on.

NTT is now concentrating its efforts on constructing a digital network in order to realize the Information Network System (INS) where 4/5L-D1 systems are expected to play an important role in economical and rapid construction of digital transmission routes.

6. Acknowledgment

The authors wish to thank Mr. K. Nishino, NTT Engineering Bureau, for his outstanding leadership in realizing this system, and to express their appreciation to NTT ECL engineers, especially Dr. H. Yamamoto, for their significant developmental work in the laboratory.

References

- (1) K. Morita, et al.: "A Method for Estimating Cross Polarization Discrimination Ratio during Multipath Fading," Trans. IECE of Japan, Vol. 62-B, No. 11.
- (2) T. Murase, et al.: "200 Mb/s 16-QAM Digital Radio System with New Countermeasure Techniques for Multipath Fading," ICC '81, Conf. Rec.
- (3) H. Yamamoto: "Advanced 16 QAM Techniques for Digital Microwave Radio," Communication Magazine, Vol. CM-19, No. 3.
- (4) I. Horikawa, et al.: "Characteristics of a High Capacity 16-QAM Digital Radio System on a Multipath Fading Channel," ICC '79, Conf. Rec.



Signal Processing: *Image Communication* 2 (1990) 259-268
Elsevier

259

H04N7/13C5H

COMPATIBLE CODING OF TELEVISION IMAGES, PART 2. COMPATIBLE SYSTEM*

M. PECOT, P.J. TOURTIER and Y. THOMAS
Thomson CSF/LER, Ave Belle Fontaine, 35510 Cesson-Sevigne, France

Received 22 December 1989
Revised 9 March 1990

Abstract. The coding system described in Part 1 allows compatible coding between various image formats ranging from VT to HDP and including interlaced formats. Interlaced input signals are converted into their 'progressive equivalent' before splitting. Compatible coding is based on the so-called Format Independent Splitting (FIS) approach: the same splitting is used whatever the input format except for interlaced inputs, which do not undergo the first horizontal splitting. Temporal correlation must be taken into account to obtain good quality images at bit rates below 1 bit per pel. Nevertheless, the hybrid scheme must be designed carefully in order to keep compatibility capabilities and avoid any drift at the compatible decoder side.

Keywords. Subband, coding, compatibility.

1. Introduction. What is compatibility?

Videotransmission will become a major service of the future video communication networks. Improvement of network transmission capabilities—and, particularly, introduction of the Broadband Integrated Service Digital Network (B-ISDN)—will allow new services such as High Definition Television (HDTV), TV to reach customers through optical fiber cables. Compatibility between these different applications is thus clearly requested [1, 3]. Services mentioned before correspond in fact to a hierarchy of video scanning formats and associated bit rates. The hierarchy of standards being considered at the moment includes

- HDP: progressive high definition
(1250/50/1:1),
- HDI: interlaced high definition
(1250/50/2:1),
- EDP: progressive enhanced definition
(625/50/1:1),

* This work has been accomplished under the European contract RACE 1018 (HIVITS).

- TV: interlaced television 4:2:2
(625/50/2:1),
 - VT: videotelephone format (312/50/1:1).
- The VT format has been added to this hierarchy since other video services such as videotelephone, video-surveillance, still pictures will be available in the B-ISDN environment. It should thus be interesting to extend compatibility to this scanning format. These services should use the same terminals as TV or HDTV at least in order to enable picture in picture or windowing several sessions on the same screen. Note however that the VT format is considered here to be temporally sampled at 50 Hz instead of 30 Hz as generally admitted. This is more or less mandatory to achieve compatibility when temporal predictive coding schemes are used.

Preceding video formats correspond to a hierarchy of resolution levels in the three-dimensional Fourier space (horizontal frequency, vertical frequency and temporal frequency) as sketched in Fig. 1. Figure 1(a) describes the different resolution levels in the spatial domain,

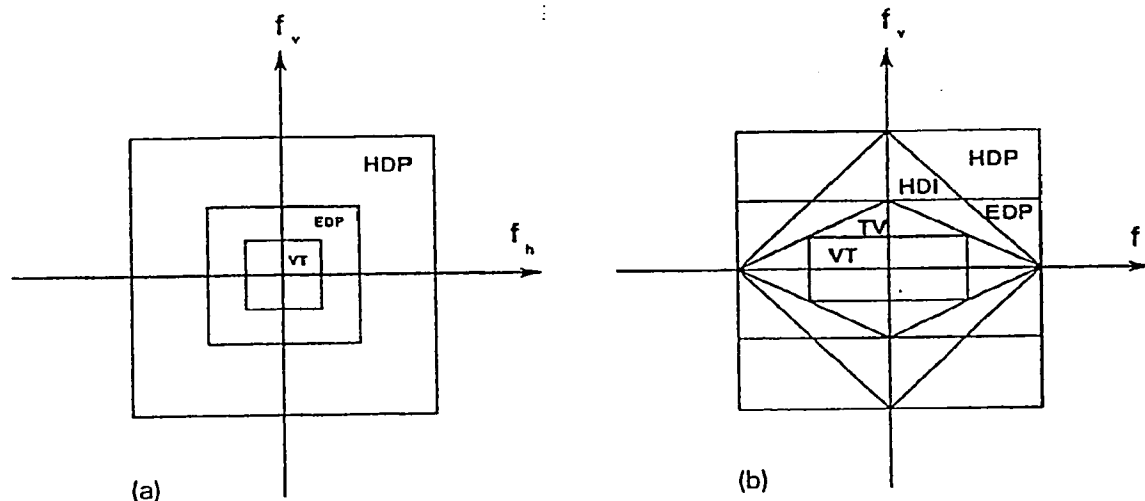


Fig. 1. (a) Resolution levels in the spatial Fourier space. (b) Resolution levels in the spatio-temporal Fourier space.

while Fig. 1(b) describes the levels in the spatio-temporal domain (progressive format versus interlaced format).

Now the word compatibility has several meanings. In general, 'compatible' HDTV means something like 'old TV sets will be able to receive the new HDTV broadcast programmes without modification'. It is a compatible evolution which is aimed at in this case. It enables introduction of HDTV services on the basis of the existing park of TV sets. To a certain extent, this is downward compatibility for it implies that TV sets can be connected to HDTV sources. The HDTV coding standard must therefore be built as an extension of an existing standard. This evolutionary approach exists in the European HDMAC or American ACTV proposals. Extending this idea to each format mentioned before, downward compatibility may then be defined as follows: a receiver, normally working at some video format, must be able to decode and display a signal of higher resolution (as for instance a TV set compared to an EDP transmitted signal). Naturally in this case, the receiver will only be able to display its own resolution.

Another idea is service compatibility which evokes the idea of interconnection between ser-

vices rather than time related service introduction and does not require that one service appears before another one on the market. This service compatibility obviously includes downward compatibility but also the so-called upward compatibility: any receiver must be able to decode and display a signal of lower resolution than its own working format. Deciding whether this lower resolution signal is to be full screen or only part screen displayed, is up to the consumer and is not a coding scheme issue anyway. Naturally, some post processing is needed for full screen display.

Both preceding points may be summarized as follows: a compatible coding system is nothing but a multiresolution coding system. Thus subband splitting approach as described in Part 1 [2] is the proper framework for fulfilling compatibility constraints, since the different resolution formats naturally appear in the decomposition. Some problems may however arise with interlaced formats which the decomposition mentioned before does not accommodate. They will be tackled later on.

Section 2 deals with possible compatible approaches using subband splitting. Section 3 describes in details a compatible setting with high efficiency based on inter-image coding. Finally,

Section 4 gives some practical results and concluding remarks.

2. Compatible intra-subband schemes

2.1. Compatibility with interlaced formats

Compatibility between interlaced and progressive formats requires to be able to extract easily a progressive signal from an interlaced one and vice versa. Moreover this must be done from a subband decomposition of the original signal. Since progressive and interlaced formats differ in their spatio-temporal spectrum (see Fig. 1), a three-

dimensional subband splitting should be used. Furthermore, a quincunx decomposition must be done in the vertical and temporal frequency plane. Such a solution might turn out very difficult to realize because of the temporal filtering requirement.

A much simpler solution relies on the following assumption: every interlaced signal may be equivalently represented by a progressive format. An interlaced signal is then first transformed in its progressive equivalent before being coded. At the decoder side the inverse operation is performed. This progressive equivalent signal is defined as follows: temporal sampling of progressive formats

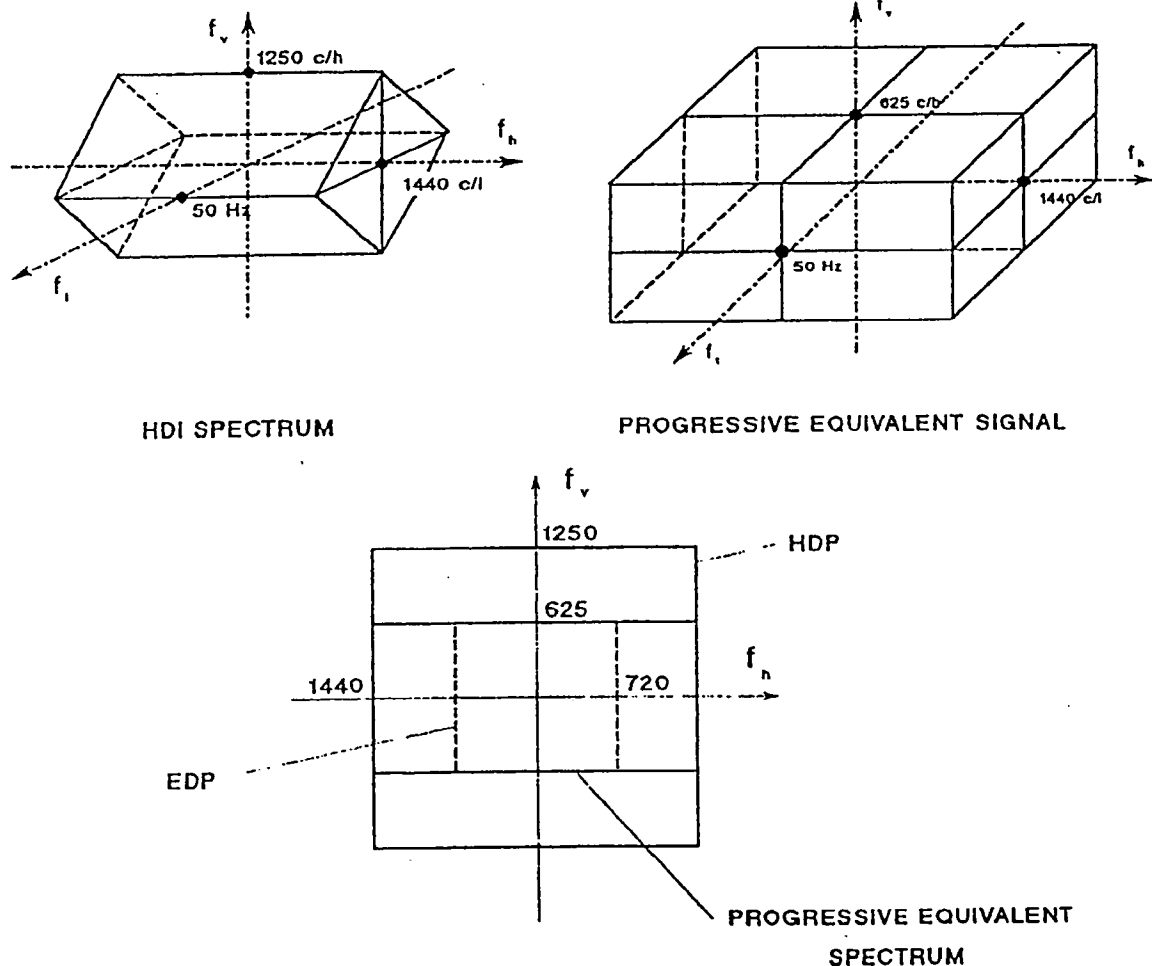


Fig. 2. HDI progressive equivalent signal.

(i.e. 50 Hz), horizontal resolution of its associated interlaced signal (this resolution corresponds in fact to that of the progressive format just above in the hierarchy) and vertical resolution of the progressive format just below in the hierarchy (or equivalently half that of the progressive format just above). Figure 2 describes the example of the HDI progressive equivalent.

This equivalent signal is obviously well adapted to the separable subband decomposition since its spectrum naturally appears when splitting in two horizontal frequency bands (i.e., filtering along the columns of the input image): it corresponds then to the low-pass channel. Furthermore, it may be easily obtained from its associated interlaced signal by a half-pixel phase shift in each odd (or even) field.

Once this equivalent progressive signal has been created, it is split as any other progressive signal except for the first horizontal decomposition that is not made. Thus, the basic separable four-band decomposition cell introduced in Part 1 must first process the columns of its input image (i.e., first split it in two horizontal frequency bands). Reconstruction of the original interlaced signal is achieved in the same way.

In the following, compatibility with interlaced signals will no longer be considered for the sake of clarity. Only HDP, EDP and VT formats will be considered. Extension to HDI and TV is obtained thanks to their progressive equivalent signal.

2.2. Compatible coding schemes

In this section, only intra-schemes are under consideration. Inter-image coding will be introduced later on. Two approaches may be considered for the compatible system:

- (1) Format Independent Splitting (FIS system): in this case the same splitting and coding algorithm is used whatever the input format.
- (2) Format Dependent Splitting (FDS system): here, the splitting and coding algorithm is adapted to the input image format.

2.2.1. FIS system

Whatever the input image resolution, the same subband splitting is used. Let us just recall that this decomposition is done according to a hierarchical structure and using separable filters, thus leading to a quadtree-like splitting of the spectrum. Now, to ensure compatibility between the three resolution standards mentioned before (this case will be referred to as 'three-level compatibility'), at least a 7-band split must be used as sketched in Fig. 3. In the case of a 'two-level compatibility' a 4-band split would be enough. Let us also note that this 7-band split allows to take into account compatibility with the interlaced formats HDI and TV, while a 4-band split only answers HDI compatibility.

In order to fulfil our compatibility constraints only independent coding and transmission of the groups of bands {1, 2, 3}, {4} and {5, 6, 7} is required. Besides, decomposition filters must obviously be identical at both stages of the tree. When looking for compatibility with HDI and TV this requirement is slightly more restrictive, since groups of bands {1, 2}, {3}, {4}, {6} and {5, 7} have to be independently coded and transmitted. In fact, the coding scheme described later on naturally meets this requirement. Groups of bands mentioned before will be referred as

- {4}: Base-Band (BB),
- {5, 6, 7}: Intermediate Frequency Complement (IFC),
- {1, 2, 3}: High Frequency Complement (HFC).

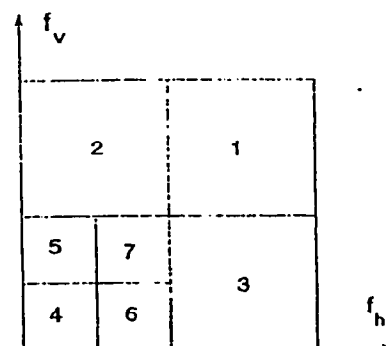
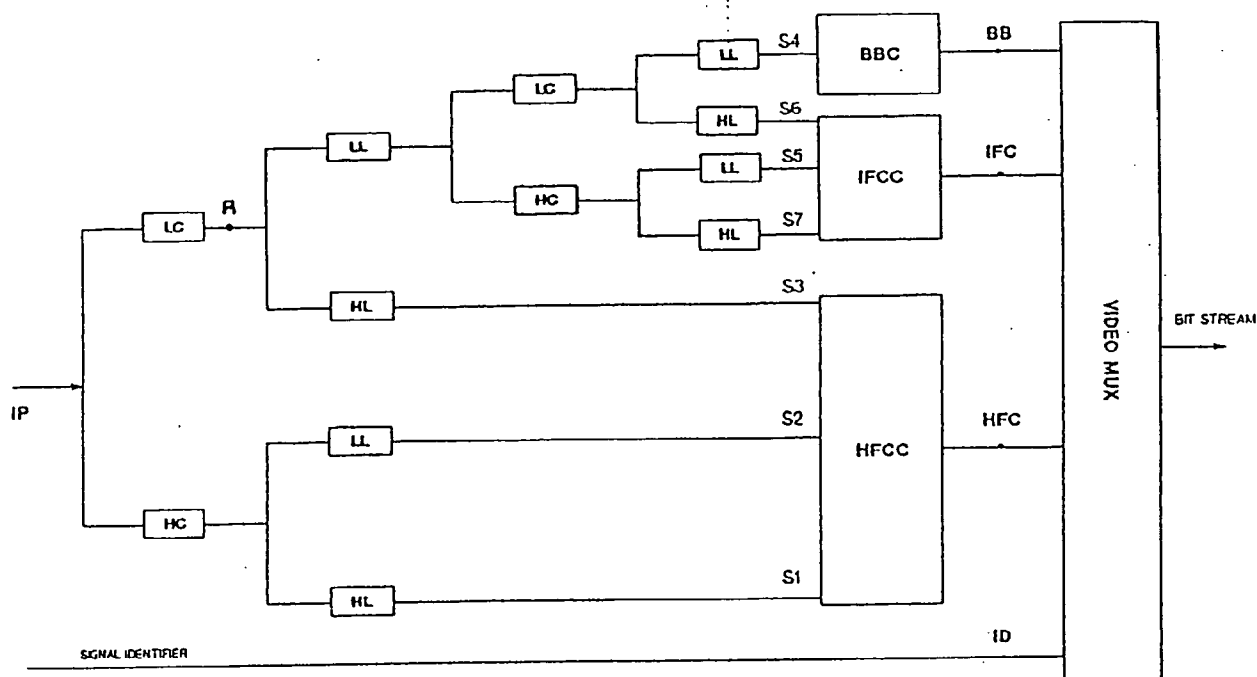


Fig. 3. 7-band decomposition tree.



LC = column low-pass filtering plus decimation of 1 row over 2
LL = row low-pass filtering plus decimation of 1 column over 2
HC, HL = same but high-pass filtering

Fig. 4. Compatible FIS coder.

The compatible FIS coder is described in Fig. 4. As stated before, this coder is the same whatever the input format—except for interlaced formats which do not undergo the first horizontal splitting (input in A)—; only the processing speed changes. Base Band Coder (BBC), Intermediate Frequency Complement Coder (IFCC) and High Frequency Complement Coder (HFCC) may represent any coding scheme (DCT, DPCM or further band splitting followed by PCM encoding) without preventing compatibility. Once coded, each of the three parts BB, IFC and HFC is transmitted over the channel separated by sync words which allows easy retrieval of each of these parts at the decoder side. The format of the transmitted signal is added to the bit stream. From a hardware point of view, this separation makes retrieval of compatible parts of the bit stream possible ahead of the decoder

buffer. This is done by a logic block that routes useful parts of the bit stream to its appropriate input and discards other bits according to the transmitted signal and receiver types. Thus, each receiver format has its own decoder. These are sketched in Figs. 5-7, and Table 1 describes the decoding process in each case. It is worth noting that compatible parts of the bit stream do not have a fixed bit rate, since the coder regulation block only operates on the whole bit stream.

Furthermore, at the decoder side, for a given receiver format, a part of the hardware is not used if the transmitted image has a higher resolution. However, the hardware runs at the same speed regardless of this resolution. This speed is that of the associated receiver at the last reconstruction stage but decreases towards input stages. Let us take for instance the case of the EDP decoder of

Table 1

Compatible decoding

Transmitted signal	Received type	HDP Decoder	EDP Decoder	VT Decoder
HDP (1250/50/1:1)		BB, IFC and HFC at inputs I1B, I1F and I1H → HDP IMAGE AT OUTPUT	BB, IFC AT INPUTS I2B, I2I (HFC is discarded) → EDP IMAGE AT OUTPUT (BETTER QUALITY THAN IN CASE 2)	BB at input I3B (IFC and HFC are discarded) → VT IMAGE AT OUTPUT (BETTER QUALITY THAN IN CASE 3)
EDP (625/50/1:1)		BB, IFC, HFC AT INPUTS H* → EDP IMAGE AT OUTPUT (one quarter of the screen)	BB, IFC and HFC at inputs I1B, I1I and I1H → EDP IMAGE AT OUTPUT	BB, IFC AT INPUTS I2B, I2I (HFC is discarded) → VT IMAGE AT OUTPUT (BETTER QUALITY THAN IN CASE 3)
VT (312/50/1:1)		BB, IFC, HFC, AT INPUT H* → VT IMAGE AT OUTPUT (one sixteenth of the screen)	BB, IFC, HFC AT INPUTS I1* → VT IMAGE AT OUTPUT (one quarter of the screen)	BB, IFC and HFC at inputs I1B, I1I and I1H → VT IMAGE AT OUTPUT

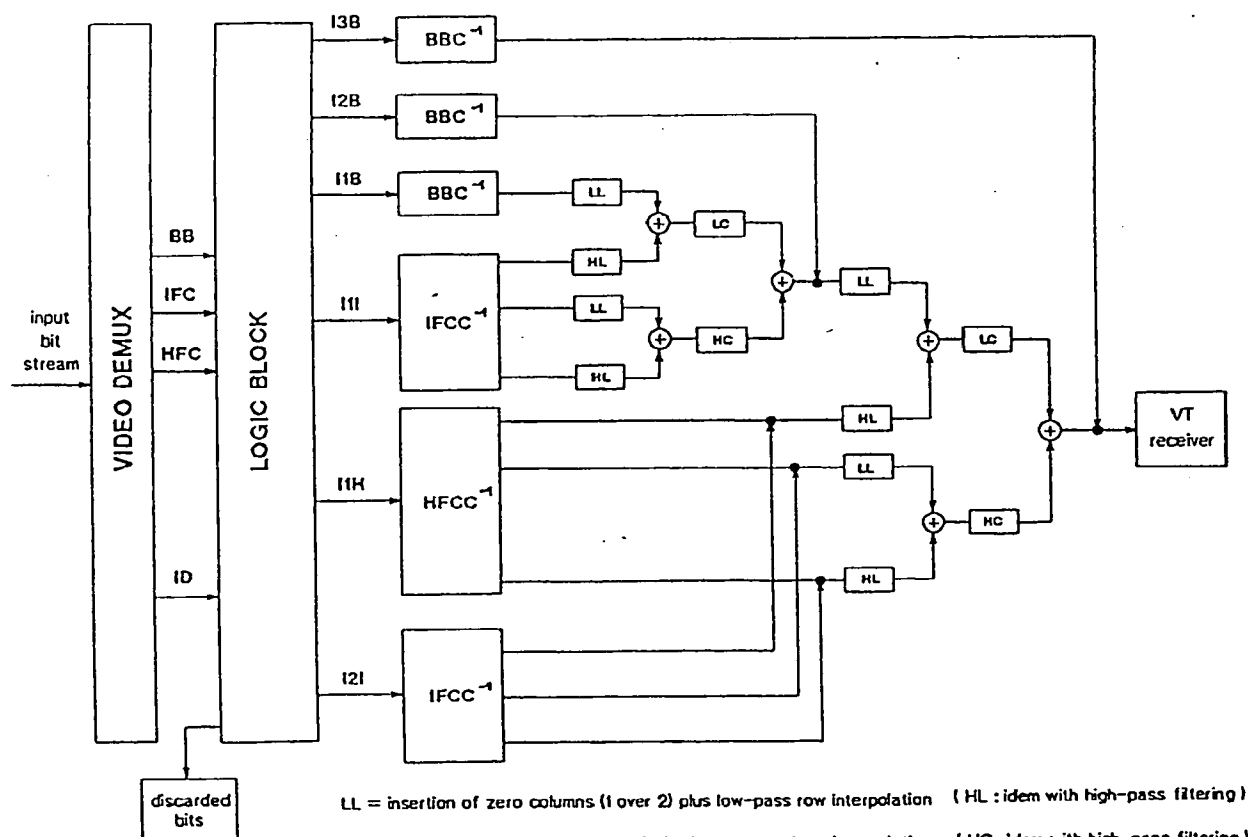


Fig. 5. Compatible decoder for a VT receiver.

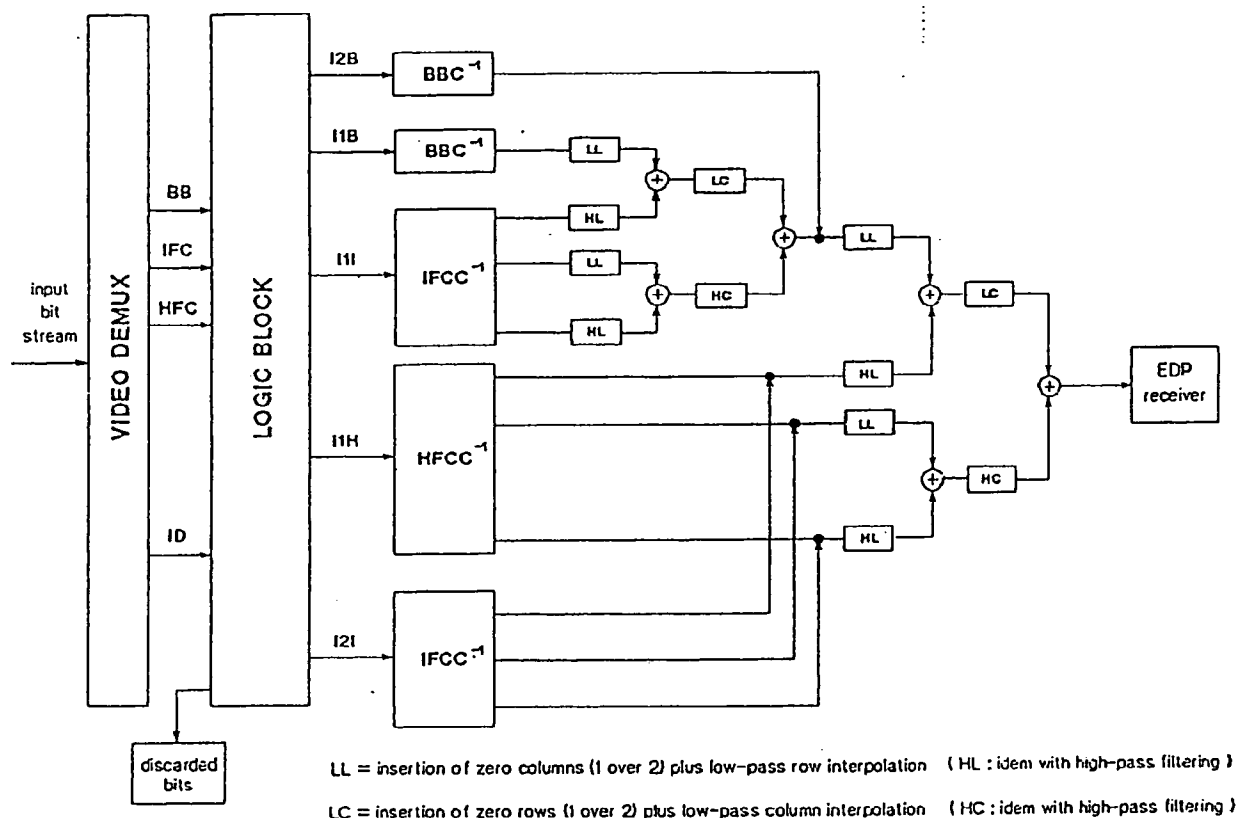


Fig. 6. Compatible decoder for an EDP receiver.

Fig. 6. Let V represent its processing speed. Then the last reconstruction stage runs at the same speed V , and the first stage runs at speed $V/2$. BB and IFC decoders of inputs I2B and I2I also run at $V/2$ when used. Finally, BB, IFC and HFC decoders of inputs I1B, I1I and I1H run at speeds $V/4$, $V/4$ and $V/2$.

2.2.2. FDS system

In this case, subband splitting varies according to the image format. Thus, a different coder is needed for each image format. To ensure a 'three level' compatibility, the HDP coder must be the FIS one. Consequently, the EDP coder consists of a four band split (bands S_1 , S_2 , S_3 and S_4 of the FIS coder) followed by associated BB and IFC coders. Finally, the VT coder is the BB coder. Since videotelephone signals are typically encoded at bit rates below 2 Mbit/s, a quite sophisticated coding

scheme is needed for the BB coder, for instance DCT or subband splitting as presented in Part 1. Consequently, the HDP encoder becomes too complex. Moreover, assuming that a DCT based scheme is used for VT signals, the same scheme must be applied to the encoding of the base-band of a HDP signal. As seen in Part 1, if the HDP signal is to be encoded with a signal-to-noise ratio of, let us say, N dB (typically 40 dB), then its base band will have to be coded with a signal-to-noise ratio of $N+12$ dB. Thus, this subimage must be coded with a very high bit rate. Now, cosine transform is not efficient enough at such high bit rates. Besides, if further subband splitting is used in this base band, then very long reconstruction filters will be applied to resulting bands. Thus, quantization noise of these bands may spread much farther in the reconstructed image. Finally, such a system implicitly understates that the higher the resolution

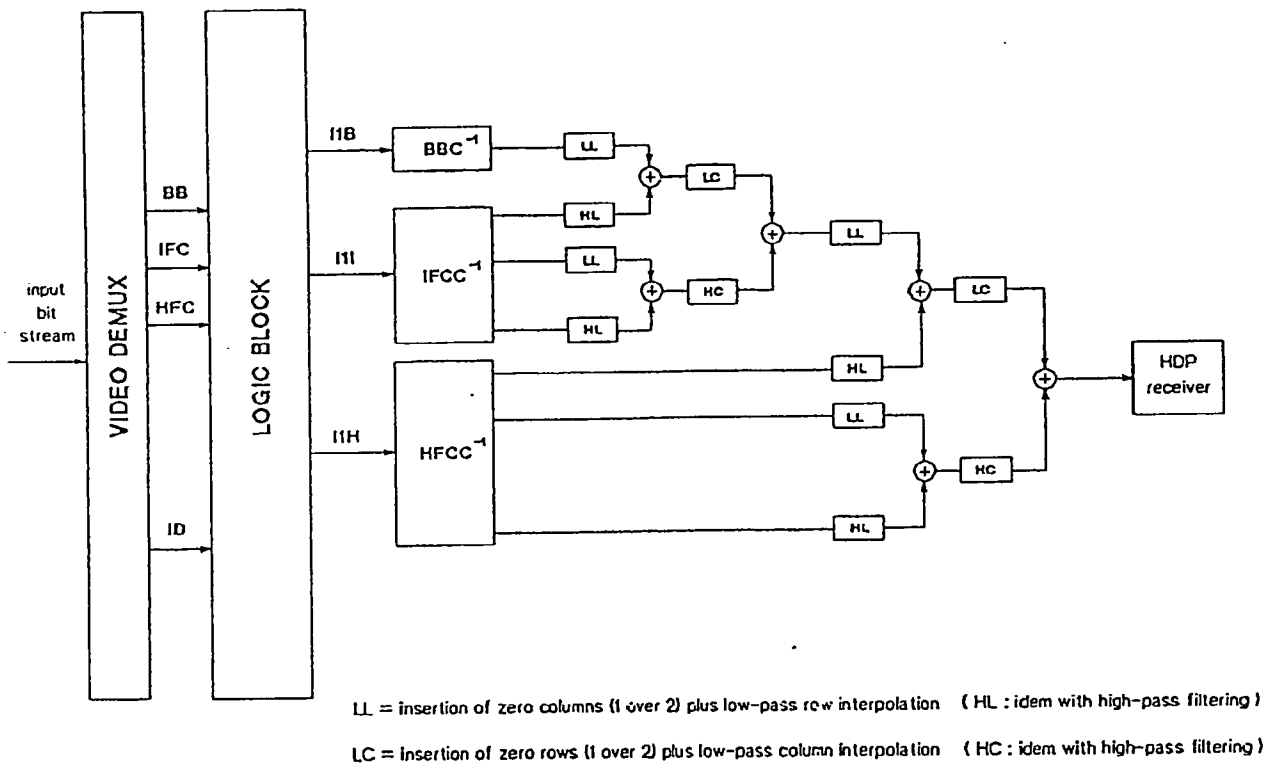


Fig. 7. Compatible decoder for an HDP receiver.

of a signal, the more sophisticated the corresponding coder must be. This line of thought would imply a monotonic increasing relationship between resolution and correlation which is far from obvious.

Preceding considerations have thus led us not to investigate this solution further on.

3. FIS Coding scheme

3.2. BB, IFC and HFC coders

Considering bit rates aimed at (140 Mbit/s for a HDP signal, i.e., 0.8 bit per pel approximately for the luminance signal), it is clear that the 7-band split needed for compatibility purposes, will not be efficient enough if direct PCM encoding of these bands is used.

Let us first consider HFC and IFC coders.

Because of the content of corresponding subimages, a simple coding scheme may be used. Nevertheless, direct PCM encoding of the six bands 1, 2, 3, 5, 6 and 7 could result in poor performance in some bands where some correlation may remain. Thus some bands have to be further split. However, this splitting must remain as limited as possible to reduce quantization noise spreading at the reconstruction stage all the more so as this noise occurs near contours. As stated in the first part of this paper, simulations have shown that bands 2 and 3 have to be split further down (each in four bands) to obtain quite optimal decorrelation properties.

Considering the nature of band 4, a DCT coder may be used as BB coder. However, on the one hand, it would complicate the overall coding scheme and, on the other hand, such a solution could not give good results. In fact, as mentioned

previously, this subimage has to be encoded with a high bit rate (12 dB more in signal-to-noise ratio than the whole image) and DCT is not efficient enough at such high bit rates. A possible solution might be to use predictive coding as for instance DPCM which is known to be very efficient at high bit rates—noiseless coding may even be obtained. Nevertheless, coding errors introduced by such scheme are quite annoying, and non-linear quantizers would have to be designed. Thus further splitting of this band has been preferred; it has the advantage of keeping the uniformity of the coding algorithm while giving good results at high bit rates. A 4-band splitting is sufficient since the new base band subimage, where some correlation may always remain, is one 64th of the whole image size and thus does not account for a large share of the total bit rate (even though it has to be encoded with 18 dB more than this original image).

The global decomposition corresponds thus to the 'optimal' tree presented in the first part of this paper. This tree is recalled in Fig. 8. Let us note however that, following the ideas of Section 2.1, an interlaced input signal does not undergo the first horizontal splitting; thus only bands 2, 3, 4 and 9-16 are created for such a signal. Each band is then linearly quantized. A quantization step is adapted to each subband according to the number of times it has been split, which leads to the optimum MSE quantization for a given coding entropy (any further 4-band split divides quantiz-

ation step by 2). Variable length coding and run length are then used in each quantized band. Nevertheless, zero runs are not used in the base band where they would be highly inefficient. Moreover, weighting among subbands may be used to take into account psychovisual characteristics, as well as adaptive quantization according to the local image content.

3.2. Inter-image coding

The intra-scheme described previously is unfortunately not efficient enough to obtain good visual quality at bit rates below 1 bit per pel. Temporal correlation must thus be taken into account. However, attention must be paid in the design of an inter-image scheme with compatibility constraints to avoid any drift at the compatible decoder side.

The proposed hybrid scheme is based on motion estimation and compensation. Subband splitting turns out to be very interesting in such a context. In fact, because geometric properties are kept in subband images, motion estimation and compensation may be performed at the subband level as well as at the image level. This comes from the fact that the subband signal of a translated signal is equal to the translated subband signal of that signal. However, translation vector in the subband domain have to be scaled down according to the subsampling factor. Thus, possible architectures of the hybrid scheme are only limited by compatibility constraints.

In order to fulfil the three-level compatibility requirement and to avoid drift problems between the coder and compatible decoders, motion compensation must be done at the subband level; more precisely on some input bands of BB, IFC and HFC coders or below in the decomposition. Nevertheless, when inter-intra choice is taken bandwisely on a block basis, motion compensation must be done at the last level of the decomposition tree. In fact, if motion compensation is for instance applied in the input band of BB coder (band 4 of Fig. 3), the compensated subimage will consist of

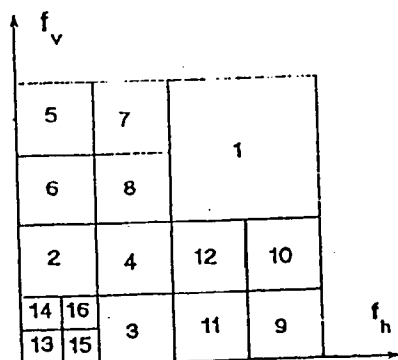


Fig. 8. 'Optimal' decomposition tree.

a 'patchwork' of inter- and intra-blocks. Filtering of such an image will thus create artificial high frequencies at blocks edges.

Besides, compatibility is met whether motion estimation is done at the image level or at the subband level. This task is performed for instance using a block matching algorithm: considered image (original or subband) is divided into $N \times N$ blocks and one motion vector per block is estimated and transmitted as side information. These motion vectors can be scaled down according to the decimation factor for use in each band where motion compensation is performed on corresponding scaled down blocks. Vector downscaling is done without loss of accuracy: assuming for instance that motion estimation is done at the image level with pixel accuracy, motion compensation will then be done with half pixel accuracy in band 1 and so on. A decision between intra- and inter-mode is made for each block and for each band. It is worth noting that inter mode seems more useful in low frequency bands than in high frequency bands. An alternative solution is to use a hierarchical motion estimation algorithm. In a first step, motion vectors are estimated in the base band; their accuracy is then improved by iterative use of high frequency information of upper stages in the tree. This naturally leads to an efficient differential coding of resulting vectors.

4. Concluding remarks

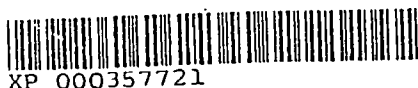
An efficient compatible coding algorithm has been presented. Compatibility between progressive formats is naturally obtained with separable subband decomposition and may be extended to interlaced formats by use of their progressive equivalent signals. Format independent splitting must be used to obtain high enough coding efficiency. Considering the bit rates aimed at, a hybrid scheme must be proposed where motion compensation is performed on each band (or only some bands) for compatibility purposes—especially to avoid any drift problems at the decoder side. Furthermore, sub-

band techniques are well suited for bandwise bit stream description. This makes it all the easier for compatible decoders to retrieve relevant bits from the bit stream. More precisely, a decoder looks for sync words that tell what band bits belong to and that enable to discard irrelevant bands. Thus, each decoder runs at the same speed as its corresponding receiver whatever the resolution of its input image. Finally, another interesting property of this system is the following: for a given receiver format, the higher the resolution of the coded signal, the higher the quality of the displayed image—assuming that each input signal is encoded with the same signal-to-noise ratio. For instance, an EDP image obtained from the compatible part of an HDP encoded signal will have a better quality than the same image directly encoded at the same SNR (except for some possible ringing effects introduced by the filtering process). This is all the more true when weighting between bands is used, since low frequency bands are then better encoded. This is not so surprising since this compatible image is obtained from a higher bit rate.

This coding schemes gives good image quality at 0.8 bit per pel for the original image as well as for its compatible parts. Thus it could be used for the HDP transmission on a 140 Mbit/s channel, for EDP transmission on a 34 Mbit/s channel and possibly for VT-sized images on a 4 Mbit/s channel. In this last application TV like scenes have been assumed, however even lower bit rates can be reached with typical videotelephony head and shoulder images.

5. References

- [1] Y.M. Le Pannerer, 'Compatible solutions for TV and HDTV transmission', *International TV Symposium*, Montreux, 1989.
- [2] M. Pecot, P.J. Tourtier and Y. Thomas, "Compatible coding of television images, Part 1. Coding Algorithm", *Image Communication*, Vol. 2, No. 3, October 1990, pp. 245-258.
- [3] "Digital systems for the delivery of television signals over the B-ISDN", Document CMTT/237-E, Contribution of Australia.



XP 000357721

PUBLICATION DATE: 06. 12. 92
(further bibliographic data on next page)CONSTELLATION-CODE DIVISION MULTIPLEX
FOR DIGITAL HDTV

p.1086-1092

Mitsuaki Oshima

Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.

Components Devices Research Center, 1006 Kadoma, Osaka 571, JAPAN

H04L27/34

H04J1/00

H04J15/06

H04N7/13A

H04N7/13C5H

Abstract - This paper describes "Constellation-Code Division Multiplex" (C-CDM), which has subchannels dividing the constellation signal point codewords, the subchannel error probability being changeable by varying the distances between signal point codewords in the constellation diagram. We call QAM multiplexed by the C-CDM method "Shifted Rectangle QAM" (SRQAM). SRQAM provides a set of terrestrial digital HDTV broadcasting coverage areas with multiple layers of error probability. By calculating the error probability, coverage areas can be simulated and compared with areas obtained for the proposed 32QAM. HDTV area is reduced by 15%, but EDTV area is increased by 32%.

I. INTRODUCTION

Digital HDTV terrestrial broadcasting systems have recently been proposed and studied intensively. To realize Digital HDTV there are various requirements, which can be roughly classified into coexistence with an existing broadcasting system, source coding compatibility with receivers having displays of different resolutions, and potential extensibility to meet future demand. For coexistence with existing broadcasting system; it is most important that digital HDTV broadcast have minimal interference with existing TV broadcast. To this end, first, the transmission power must be lowered; and second, the frequency spectrum of the broadcasting signal must be changed to avoid interference. Unavoidably, the coverage area will be reduced. As well, HDTV programs may not be received in certain districts in the fringe area[1]. This is due to the threshold effect, that is, the signal deteriorates suddenly when the CNR becomes lower than a certain threshold in the digital image transmission system. It is important to alleviate the threshold level[2]. For compatibility, many papers describe methods of realizing source coding compatibility among displays of different resolutions[3]. According to these methods, HDTV signals, separated into various resolution signals by source coding, are transmitted

through the ISDN by Time Division Multiplex (TDM). Source coding can be used for TV broadcasting, but channel coding cannot.

Recently, some methods have been proposed to mitigate the threshold effect. Among them is the system called SS-QAM, in which 32-QAM signals are divided by Frequency Division Multiplex (FDM) into two subchannels. Low-resolution TV signals are transmitted at high power by the subchannel whose frequency is less likely to interfere with existing TV broadcasting, and the rest is transmitted at low power by the other subchannel[4]. Thus, the system attains two thresholds and compatibility with two TV receivers of different resolutions. However, since the frequency range is limited, this system is not extensible when FDM is used.

In view of the above, this paper presents a method of realizing an extensible multiplex method for channel coding, to divide constellation codewords into subchannels. The error rates of each subchannel can be changed by varying the distances between signal points, i. e., codewords. Thus, each subchannel has a different threshold. We call this method "Constellation-Code Division Multiplex" (C-CDM), and the rectangle-QAM multiplexed by C-CDM "Shifted Rectangle QAM" (SRQAM). C-CDM can be independently combined with TDM or FDM. By this means, the number of thresholds can be further increased. We call this system "Hybrid SRQAM". Digital HDTV satisfying the three requirements described in the opening paragraph can be realized by combining C-CDM channel coding with multi-resolution source coding.

The following reports have been presented concerning C-CDM or SRQAM of this kind, from the viewpoint of modulation:

Schreiber proposed QAM with non-uniform levels,[5] mentioning a four-subchannel 256-QAM having the same constellation as 256-SRQAM. Meanwhile, Uz roughly calculated two-layer coverage areas of terrestrial HDTV broadcasting by adapting a combination of two resolution source coding [3] and channel coding using the same method for 64-SRQAM with two subchannels[6]. Although the constellation of SRQAM[5] or the roughly calculated coverage area [6] is partially shown in previous papers from the viewpoint of modulation, the principle of multiplex coding, the process of

The work was performed while the author was at the Audio Video Research Center until July 1991.



DECEMBER 6-9, 1992

ORLANDO GLOBECOM '92

COMMUNICATION FOR GLOBAL USERS

IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS
CONFERENCE • ORLANDO • FLORIDA

Including a *Communications Theory* Mini-Conference

Conference Record

Vol 2 of 3

<u>Volume</u>	<u>Day</u>	<u>Sessions</u>	<u>Pages</u>
1	MONDAY	1-18	1 - 648
2	TUESDAY	19-36B	649 -1254
3	WEDNESDAY	37-54	1255 -1920

B0197150

received:



Sponsored by the
IEEE Communications Society
and the Orlando IEEE Section



13 -05- 1993
EPA-EPO-OEB
IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY

2066/93



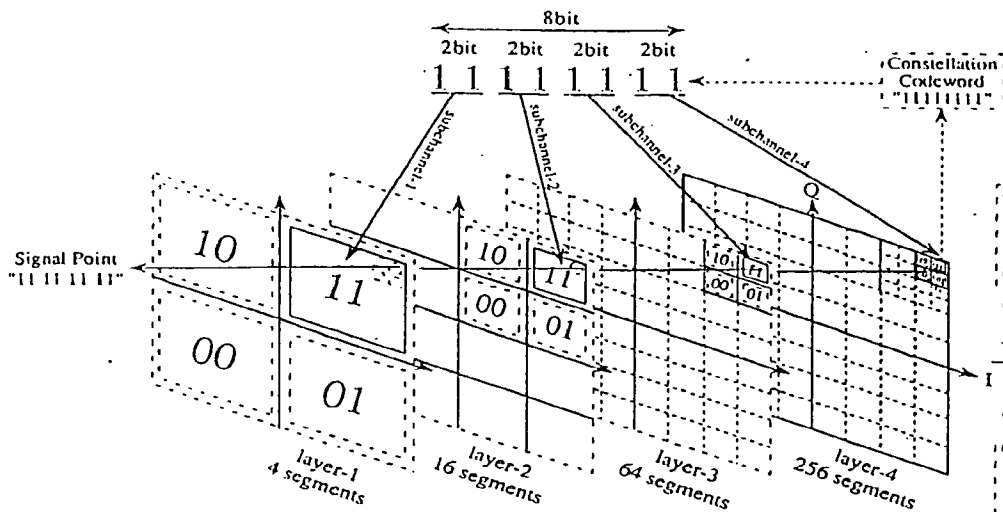


Fig. 1 Concept of Constellation-Code Division Multiplex : 256-QAM model.

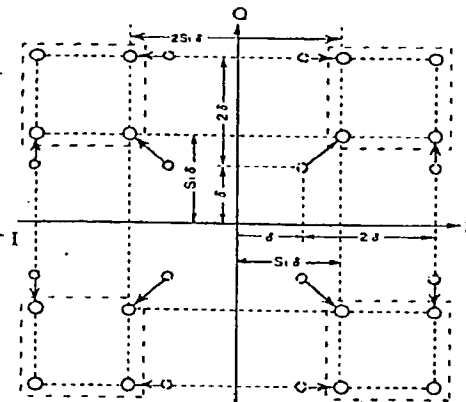


Fig. 2 Constellation of 16-SRQAM : Shift Factor, S_1 .

obtaining results, practical coverage area simulation and other important problems, such as carrier reproducing problems, which we independently learned of in realizing a practical C-CDM system, are not mentioned.

This paper discloses the principle, the coding method from the viewpoint of Multiplex and the process, practically compares the coverage area of the Hybrid SRQAM with that of the proposed standard QAM system, and points out those problems. The principle of C-CDM and subchannel coding in C-CDM is described using a SRQAM model first, the distances between constellation codewords of subchannel- i being uniformly defined by shift factors $S_1 \sim S_{i-1}$. The error probabilities of subchannels-1, 2 of 16-SRQAM and 36-SRQAM are then calculated, and part of the practical calculation results are shown. A block diagram of a hierarchical broadcasting system using Hybrid SRQAM, is also shown. Finally, the coverage area of terrestrial broadcast using Hybrid 36-SRQAM (TDM-combination) is calculated and compared with those of 16-QAM and 32-QAM.

II. PRINCIPLE OF CONSTELLATION-CODE DIVISION MULTIPLEX

C-CDM is applicable to QAM, PSK, ASK or FSK. In section II, the principle of C-CDM and the subchannel coding method are described in steps using a QAM model. Fig. 1 shows the concept of C-CDM. A 256-QAM Constellation is divided into four layers. Layer 1, 2, 3, and 4 have 4, 16, 64, and 256 segments, respectively. And 8-bit codewords of 256-QAM are divided by 2-bit codewords into the four layers. In layer 1, 2, 3, and 4, these 2-bit codewords are assigned to 4, 16, 64, and 256 segments respectively. Thus 256-QAM having four 2-bit subchannels can be realized by C-CDM. Using a 16-QAM model multiplexed by C-CDM, we explain subchannel coding in detail. Fig. 2 shows the constellation of the SRQAM. In the diagram, the dotted circle denotes the signal point of standard 16-QAM, the solid

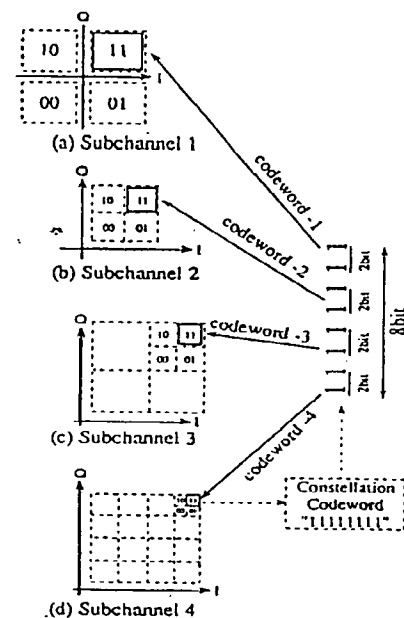


Fig. 3 Subchannel Coding of SRQAM : (a) Subchannel-1 ($D_1=2\text{bit}$), (b) Subchannel-2 of 16SRQAM ($D_2=2\text{bit}$), (c) Subchannel-3 of 64SRQAM ($D_3=2\text{bit}$), (d) Subchannel-4 of 256SRQAM ($D_4=2\text{bit}$).

circle the signal point of the 16-SRQAM. Thus, 16-SRQAM transmits 4-bit codewords of two subchannels via 2-bit subchannel-1 and 2-bit subchannel-2. As shown in Fig. 3(a), 16 signal points are classified into four square signal groups located in each quadrant, 2-bit codewords of subchannel-1 being assigned to each group forming the four rectangles. Then, as shown in Fig. 3(b), the 2-bit codewords of subchannel-2 are assigned to the four signal points in the signal group. By repeating these steps, as shown in Fig. 3(c)(d), subchannels-3, -4 can be coded. We call these coded signal points or coded signal point groups "constellation codewords".

III. ERROR PROBABILITY VARYING METHOD OF C-CDM

In this section, to define error probability, the distances between constellation codewords, which are coded signal points or coded signal point groups of subchannel- i , are determined by shift factors S_{i-1} . As shown in Fig.2, the signal points, at equal distance 2δ in the standard 16-QAM, are shifted to the region forming the rectangle indicated by dotted lines, and the distance between signal point groups is extended. In this case, by using shift factor S_1 , the distance between signal point groups after shifting may be defined as $S_1\delta$. In the case of $S_1 > 1$, signal point group separability is improved, and the error probability of subchannel-1 can be decreased. On the other hand, as shown by the dotted lines in Fig.2, the distances between the four signal points among the signal point groups in each quadrant are decreased from 2δ to $(3-S_1)\delta$. Therefore, the error probability of subchannel-2 is increased. As shown in Fig.5, the three-subchannel 64-SRQAM constellation is expressed by shift factors S_1 and S_2 . Likewise, the SRQAM of the 36-QAM extension is defined as shown in Fig.6. Assigning the codewords of subchannel-2 to nine signal points, 3 bits and 1/8 bit are obtained, as shown in Fig. 7. Therefore, in the case of the SRQAM of the 36-QAM extension, the distance between constellation codewords is determined by shift factor S_1 alone. Thus the distances of the constellation codewords of subchannel- i are determined by shift factors $S_1 \sim S_{i-1}$.

By varying shift factors $S_1 \sim S_{i-1}$, the distances between the constellation codewords of subchannel- i , in other words the threshold of subchannel- i , can be changed. Thus, the hierarchical structure shown in Fig. 3 is realized. The solid line in Fig. 3 denotes the hierarchical structure by subchannels of SRQAM. The data transmitted by subchannel- i is called D_i .

As shown in Fig.4, by combining Constellation-Code Division Multiplex and other multiplex methods such as TDM or FDM, the number of thresholds can be increased. The dotted line indicates a hierarchical structure combining C-CDM and TDM or FDM. We call this "Hybrid SRQAM". Sub-subchannel $i-j$ is time or frequency division of subchannel- i . Here an error correction method differing in coding gain is used in each sub-subchannel $i-j$, D_{i-j} .

IV. ERROR PROBABILITY CALCULATION OF SRQAM

First, the error probability of 16SRQAM is determined. As shown in Fig. 2, supposing the distance between signal points in standard 16-QAM to be 2δ , the distance between signal point groups after shifting can be expressed as $2S_1\delta$. Therefore, the error probability (P_e) of subchannel-1 is calculated from the formula of P_e of 16-SRQAM:

$$P_{e1-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{(3-S_1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (1)$$

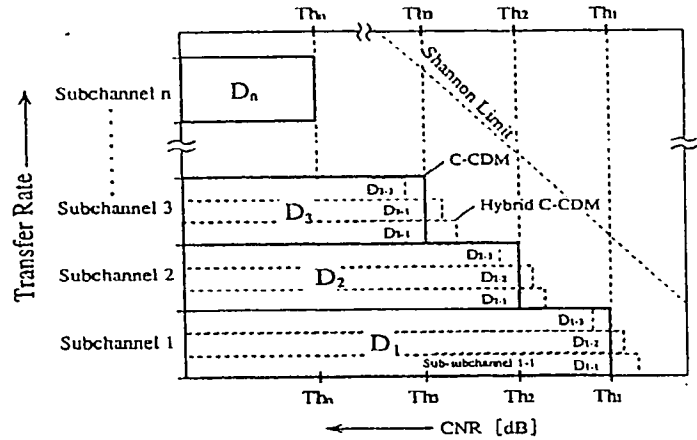


Fig.4 Layer Structure of a Hybrid SRQAM.

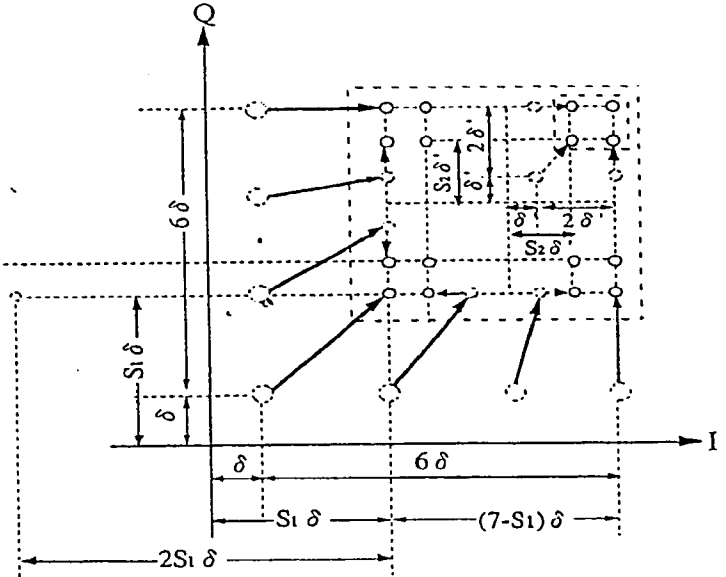


Fig.5 Constellation of 64-SRQAM: Shift Factor, S_1, S_2 .

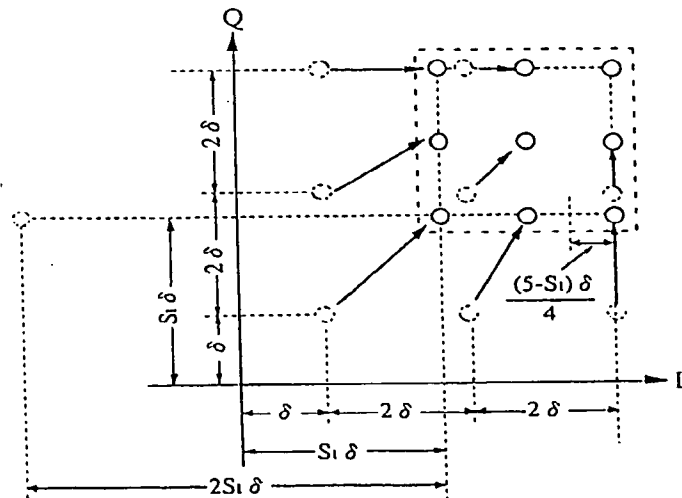


Fig.6 Constellation of 36-SRQAM.

the error probability of subchannel-2 is similarly

$$P_{e2-16} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{3-S_1}{\sqrt{2}} \sqrt{\rho} \right) \quad (2)$$

Since the amplitude is $\sqrt{2\delta}$ average power C may be defined as

$$C = \frac{9+S_1^2}{2} \delta^2 \quad (3)$$

hence it follows that

$$\frac{8}{\sigma^2} = \sqrt{\frac{2}{9+S_1^2}} \sqrt{\rho} \quad (4)$$

where $\rho = C/N$.

Putting equation (7) into equations (1), (2) yields the error probability P_{e1-16} of subchannel-1 as

$$P_{e1-16} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_1}{\sqrt{S_1^2+9}} \sqrt{\rho} \right) \quad (5)$$

and the error probability P_{e2-16} of subchannel 2 as

$$P_{e2-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3-S_1}{2\sqrt{S_1^2+9}} \sqrt{\rho} \right) \quad (6)$$

The curves in Fig.8 denote the calculation result of CNR vs the error probability of 16-QAM. Likewise, the 36-QAM error rate having two subchannels, is obtained as follows:

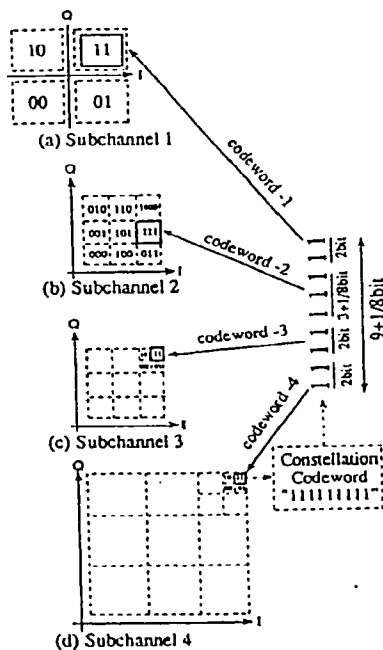


Fig. 7 Subchannel Coding of the SRQAM (36-QAM extension): (a) Subchannel-1 ($D_1=2\text{bit}$), (b) Subchannel-2 of 36SRQAM ($D_2=3\text{bit}+1/8\text{bit}$), (c) Subchannel-3 of 144SRQAM ($D_3=2\text{bit}$), (d) Subchannel-4 of 576SRQAM ($D_4=2\text{bit}$).

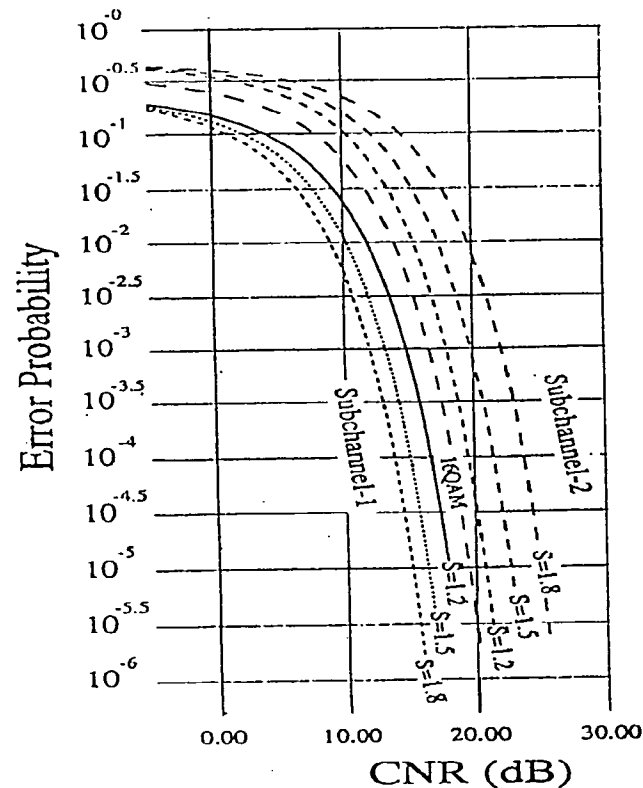


Fig. 8 CNR vs Error Probability of a 16-SRQAM : Parameter, Shift Factor, $S_1=1.2, 1.5, 1.8$.

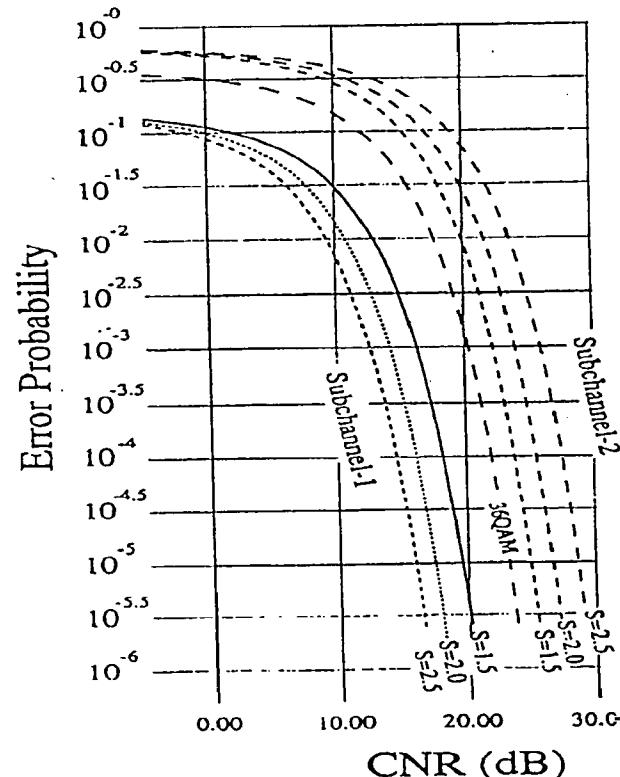


Fig. 9 CNR vs Error Probability of a 36-SRQAM : Parameter, Shift Factor, $S_1=1.5, 2.0, 2.5$.

Error rate Pe_{1-36} of subchannel-1 is

$$Pe_{1-36} = \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6\rho}{5}} + \frac{S_1}{\sqrt{S_1^2 + 2S_1 + 25}} \right) \quad (7)$$

and error rate Pe_{2-36} of subchannel-2 is

$$Pe_{2-36} = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\rho}{40}} + \frac{5-S_1}{\sqrt{S_1^2 + 2S_1 + 25}} \right) \quad (8)$$

In the case of 64-SRQAM with three subchannels, the error probability may be expressed using δ , δ' , S_1 , S_2 , as shown in Fig. 5,

$$\delta' = \frac{7-S_1}{6} \delta. \quad (9)$$

In this case, the error rate is similarly determined. For example, the error probability of subchannel-3, Pe_{3-64} is

$$Pe_{3-64} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1-7)(S_2-3)\delta}{12\sqrt{2}\sigma} \right). \quad (10)$$

The curves in Fig. 9 denote the calculation result of CNR vs Pe of 36-SRQAM. Fig.10, a modification of Fig. 8, shows the relation between CNR and S_1 . By varying S_1 , the CNR threshold of each subchannel can be set at an arbitrary value in a specific range. Therefore, by applying SRQAM in broadcasting or nonbroadcasting systems, the transfer rate can be changed adaptively, depending on transmission conditions between the transmitter and multiple receivers.

V. HIERARCHICAL BROADCASTING SYSTEM USING HYBRID SRQAM

Fig. 11 is a block diagram of an entire transmission and reception system of TV broadcasting, using Hybrid SRQAM with two subchannels obtained by C-CDM and one sub-channel obtained by TDM.

First, the HDTV signal is separated into signals D_{1-1} , D_{1-2} , D_2 of different resolutions [3]. In Hybrid SRQAM, the error correction coding gain of sub-subchannel 1-1 is higher than that of sub-subchannel 1-2. In the HDTV receiver, depending on the transmission status, three kinds of image, HDTV, EDTV and low-grade SDTV, are obtained. As shown in Fig.12, the transmission capacity of 36-QAM is 25% greater than that of 16-QAM. By making use of this advantage, a different SDTV program, rather than an HDTV program, may also be transmitted.

By the addition of a simple circuit, indicating by dotted lines in Fig.11, The same program can be received with an analog TV. There are some problems such as carrier reproducing problems to realize the SDTV receiver. In the case of a TV receiver or personal computer conforming to the multimedia standard (MPEG1[7]), the decoder can be shared. In future, extended HDTV broadcasting of 35 or 45 Mbps bit rate can be realized while maintaining compatibility with standard digital HDTV receivers.

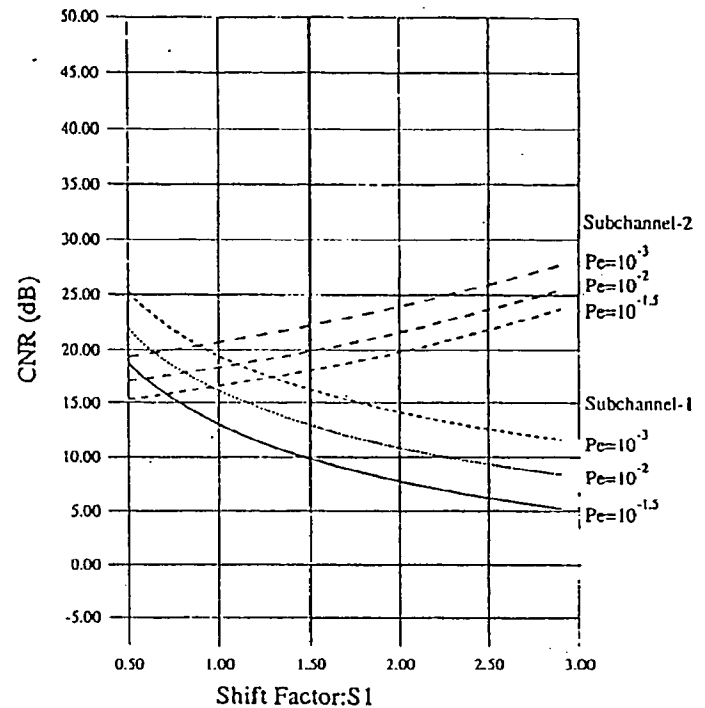


Fig. 10 Shift Factor S_1 vs CNR of 36-SRQAM : Parameter, Error Probability, $Pe=10^{-1.5}, 10^{-2}, 10^{-3}$.

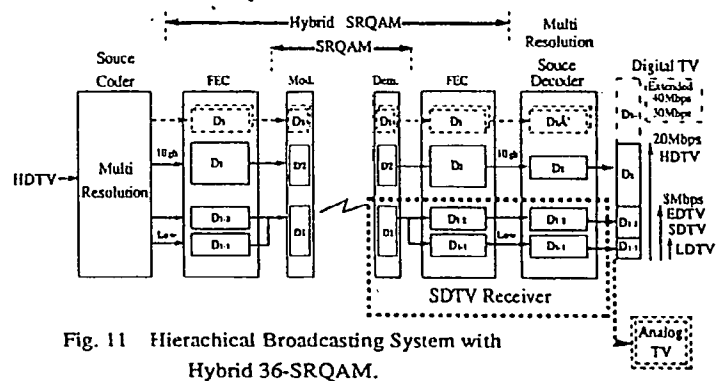


Fig. 11 Hierarchical Broadcasting System with Hybrid 36-SRQAM.

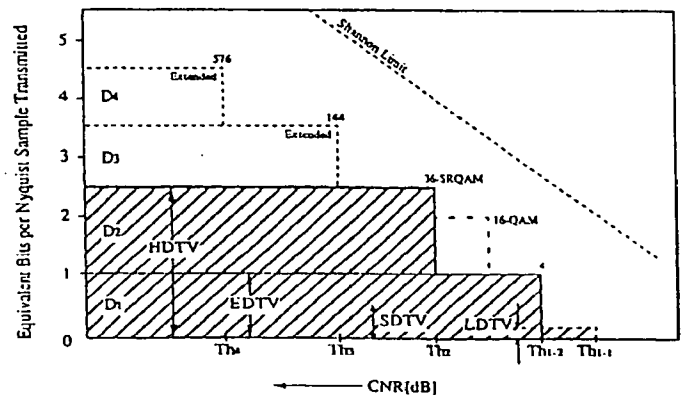


Fig. 12 Performance of Hybrid SRQAM.

VI. ANALYSIS OF COVERAGE AREA BY HYBRID SRQAM

The coverage area of the SRQAM is discussed. The curve in Fig. 13 shows field strength vs distance from a transmitting antenna 1200 ft high [8]. The coverage area of an HDTV broadcasting system using the 16-QAM [9], 32-QAM [10] mentioned above are compared with the coverage area of our proposal. As shown in Fig. 14, the coverage areas of the proposed 16-QAM or 32-QAM systems are 52 miles and 56 miles in radius, respectively[10]. The coverage area of the SRQAM comprises two layers; an HDTV area of 20 Mbps bit

rate, and an EDTV area of 8 Mbps bit rate; the Hybrid SRQAM has three layers, with an additional low-grade SDTV area of 1.15 Mbps bit rate. To compare the coverage area of SRQAM with that of the system described in [10], the threshold of the error rate necessary for the SRQAM is set at $10^{-1.7}$. Assuming first that shift factor S_t is 1.8, the CNR threshold of subchannel-1 and subchannel-2 is determined from Fig. 8; the coverage area radius of HDTV and EDTV are 47.8 miles and 59.8 miles, respectively. When the error correction coding gain of sub-subchannel-1-1 at $P_e = 10^{-1.7}$ is set at 5 dB, the coverage area radius of low-grade SDTV is 65.8 miles, as shown in Fig. 14. Fig. 15 uses $S_t=2.5$.

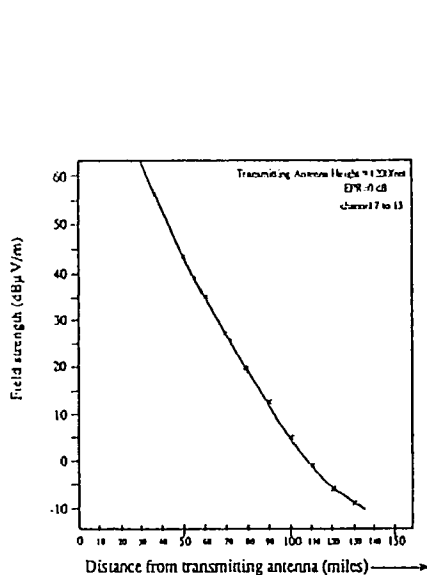


Fig.13 Field Strength Curve (dB μ V/m)

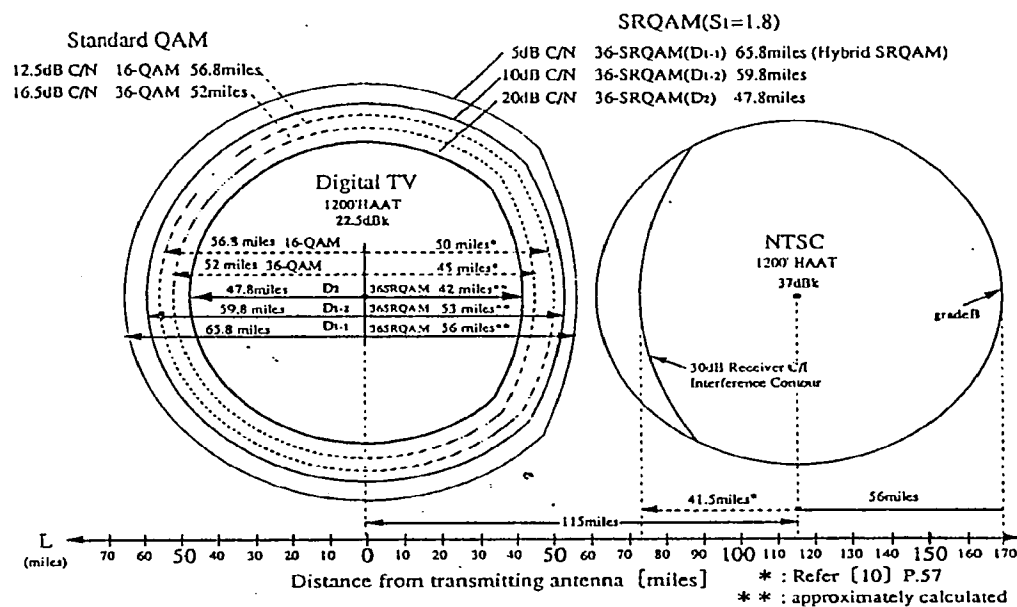


Fig. 14 Coverage Area Comparison of Standard QAM and Hybrid SRQAM ($S_1=1.8$).

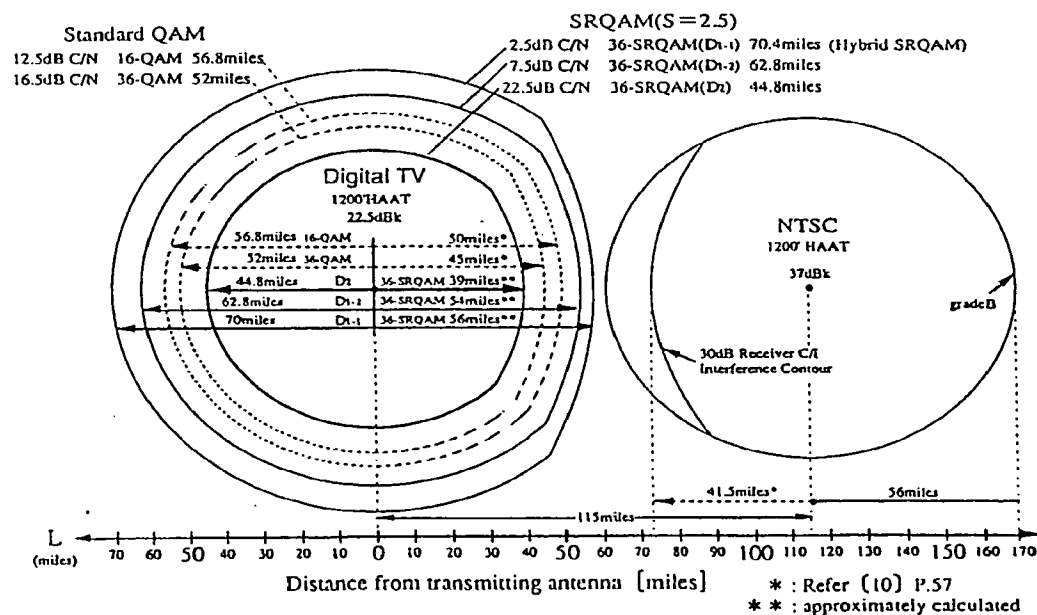


Fig. 15 Coverage Area Comparison of Standard QAM and Hybrid SRQAM ($S_1=2.5$).

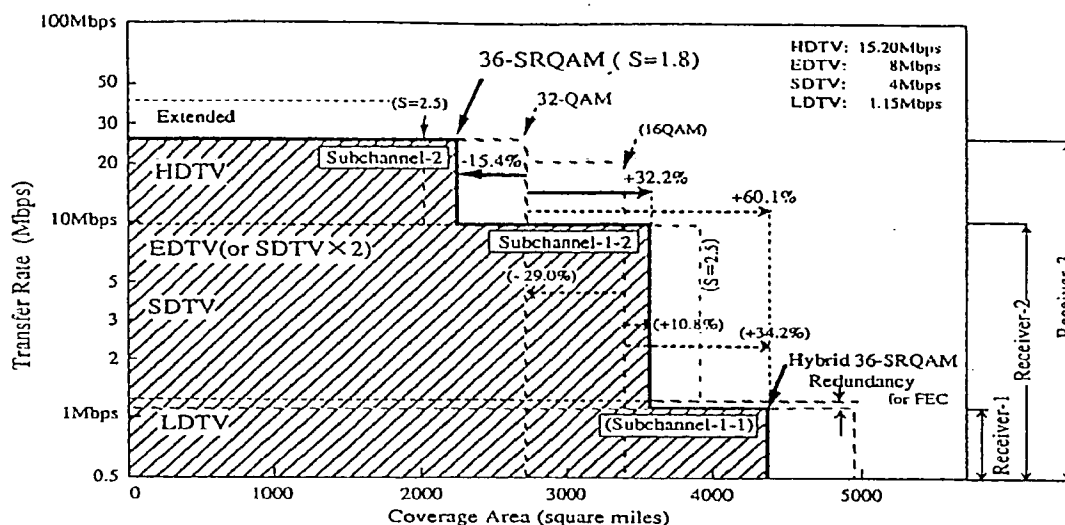


Fig. 16 Transfer Rate vs Coverage Area of Hybrid SRQAM : $S_1=1.8$ (2.5), Hybrid SRQAM uses C-CDM with TDM.

Thus, as shown in Fig.16, by using 36-SRQAM, the HDTV coverage area is decreased by 15.4%(29.0%), as compared with the 36-QAM(16-QAM), but the reception area of EDTV is increased by 32.2%(10.8%). In the fringe area interfered with by analog TV broadcasting, the EDTV area increases as compared with the conventional method. Using the Hybrid SRQAM, low-grade SDTV (LDTV) area increases by 60.1%(34.2%). Thus, in SRQAM, the value of shift factor S_1 can be selected depending on the circumference, and the service areas of HDTV and EDTV can be set. Hybrid SRQAM, which uses the C-CDM method in combination with such FDM methods as SS-QAM [4], can further extend the coverage area. As well, the new low-grade SDTV service can be applied to mobile TV, pocket TV, or multimedia personal computer.

VII. CONCLUSIONS

The proposal of "Constellation Code Division Multiplex"(C-CDM) and "Shifted Rectangle QAM"(SRQAM), a modified QAM Multiplexed by C-CDM, makes multi-threshold channel coding possible. By combining C-CDM with TDM or FDM, basis of the results, the terrestrial broadcasting coverage area of Hybrid 36-SRQAM with two subchannels obtained by C-CDM and one sub-subchannel obtained by TDM and standard QAM can be simulated. As compared with the system described in [10], the area of EDTV is extended by 32.2%(10.8%). On the other hand, the HDTV area is decreased by 15.4%(29.0%). By combining C-CDM with TDM, the area of low-grade SDTV is extended by 60.1%(34.2%). Hybrid SRQAM expands the practical coverage area of terrestrial broadcasting, and is capable of presenting programs to latent receivers having displays of various resolutions.

ACKNOWLEDGEMENT

In compiling the present report, I received important advice

on the analysis aspect from Mr. Koichi Ogawa, former Engineer of the Audio and Video Research Center. I also received suggestions as to application in TV broadcasting from Dr. Yoshio Yasumoto, Senior Engineer of the Audio and Video Research Center. I thank them for their cooperation. I also thank Dr. Masahiro Nagasawa, former Director of the Audio and Video Research Center, for his continuous support over many years.

REFERENCES

- [1] R. K. Jurgan, "Technology1991, Consumer Electronics", IEEE Spectrum, vol. 28, No.1, pp. 65-68, Jan. 1991.
- [2] T. M. Cover, "Broadcast Channels" IEEE Trans. Info. Theo. vol. IT-18, No.1, pp. 2-14, Jan. 1972.
- [3] M. Vetterli and D. Anastassiou, "A Multiresolution Approach for All-Digital HDTV," Conf. Rec. IEEE Int. Conf. Commun. vol.3, pp. 881-885, 1990.
- [4] Advanced Television Research Consortium: "Advanced Digital Television System Description," submitted to FCC Advisory Committee on Advanced Television Services, Jan. 1992.
- [5] W. F. Schreiber, "Spread Spectrum Television Broadcasting," presented at 33rd SMPTE Tech. Conf. pp. 1-15, Oct. 1991.
- [6] K. M. Uz, K. Ramchandran, M. Vetterli, "Multiresolution Source and Channel Coding for Digital Broadcast of HDTV," presented at Fourth International Workshop on HDTV and Beyond, Italy, Sep. 1991.
- [7] ISO/IEC JTC/SC2 WG11: MPEG CD 11172-2, 1992.
- [8] FCC Rules and Regulations 73.699.
- [9] Woo Paik, "DigiCipher-All Digital, Channel Compatible, HDTV Broadcast System," IEEE Trans. Broadcast., BC-36, No.4 pp.245 - 254, Dec. 1990.
- [10] General Instrument Corporation Videocipher Division: "DigiCipher HDTV System Description," submitted to FCC Advisory Committee on Advanced Television Services, Aug. 1991.

- [3] R. M. Fano, *Transmission of Information*. Cambridge, MA: M.I.T. Press, 1963, pp. 215-250.
- [4] F. J. Samaniego, "On testing simple hypothesis in finite time with Hellman-Cover automata," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-21, pp. 157-162, Mar. 1975.

P.D. 06-1983

p. 821-826 =

6

A Performance Study of NLA 64-State QAM

TRICIA HILL, MEMBER, IEEE, AND KAMILO FEHER,
SENIOR MEMBER, IEEE

Abstract—The performance of a modulation technique which is both power and bandwidth efficient, termed *nonlinearly amplified 64-state quadrature amplitude modulation (NLA 64-state QAM)*, is studied. To assess the effects of selective fading and/or system filter imperfections, computer simulated results are presented which show the sensitivity of the modulation technique to typical group delay and amplitude distortions. In addition to the above-mentioned results, the effects of modulator imperfections in the power level combining on the P_e performance are evaluated.

I. INTRODUCTION

For reasons known only too well by all digital radio system designers, higher bandwidth and/or power-efficient systems are being studied by many companies throughout the world. This paper presents performance results of a 64-state QAM modulated radio system. Nonlinearly amplified 64-state quadrature amplitude modulation (NLA 64-state QAM) is a new technique developed for high-bandwidth and power-efficient radio systems [1], [2].

A block diagram of the NLA 64-state QAM mode is shown in Fig. 1. NLA 64-state QAM, as its name implies, permits nonlinear transmit power amplification. The QPSK modulated signals are unfiltered prior to the nonlinear amplifiers, so they each contain only one power level and, as such, are unaffected by the AM/AM and AM/PM conversion characteristics of the nonlinear amplifiers. Hence, the P_e performance of NLA 64-state QAM is identical to that of 64-state QAM assuming equivalent filters are used [2]. The modulator employs a parallel modulation technique wherein QPSK modulators 1, 2, and 3 operate in parallel. The modulated QPSK1 signal is added to the QPSK2 and QPSK3 signals which are 6 dB and 12

dB below the QPSK1's signal power level. The signal vectors for each of the three QPSK modulators are depicted in Fig. 2(b)-(d) with the resulting 64-state signal constellation diagram [Fig. 2(a)].

We begin by describing the simulation model used in determining the performance results. This is followed in the next section by performance predictions of 64-state QAM with modulator imperfections. The probability of error (P_e) versus carrier-to-noise (C/N) performance resulting from improper combining of the QPSK modulators, which are the building blocks of the 64-state modulator, is given. Furthermore, the effects of group delay and amplitude distortions with linear parabolic or sinusoidal characteristics on 64-state QAM are assessed. This allows one to predict the performance of 64-state QAM during selective fades [3], [4]. In this paper we do not address the potentially serious sources of degradation in the carrier and clock recovery subsystems because we feel that, when these processes are properly designed, they contribute no significant degradation to performance.

II. COMPUTER SIMULATION DESCRIPTION

Our computer simulation models point-to-point microwave radio systems which use 64-state QAM as their modulation technique. A block diagram of the systems simulated is shown in Fig. 3.

The simulation is carried out entirely in the complex baseband form. The NRZ data are generated using a pseudorandom sequence generator polynomial of degree 11. These data are then converted into the complex baseband form, with the in-phase component I corresponding to the real part of the complex data and the quadrature component Q corresponding to the imaginary part.

For the simulation of NLA 64-state QAM, the nonlinear devices modeled include an ideal hard limiter with AM/AM distortion and a high power amplifier (HPA) with AM/AM and AM/PM distortion. The modeling of the HPA uses information on the input-output backoff relationship, with the mean power normalized.

The transmit and receive filters are square root of raised-cosine $\alpha = 0.4$ filters with and without $x/\sin x$ equalization, respectively. The filtering process is performed using fast Fourier transform techniques. The complex baseband signal is transformed to the frequency domain, multiplied by the filter's transfer function, and then transformed back to the time domain.

To simulate the effects of group delay and amplitude impairments, group delay and amplitude characteristics of almost any form—flat, parabolic, or sinusoidal—can be specified. The effects of imperfect modulator power level adjustments are simulated by varying the weighting of any one of the signals in the weighted summer.

Noise is added at the receiver input, and in the receiver the demodulated I and Q signals are sampled and passed to threshold comparators. At the input to the sampler, the incoming data are synchronized to compensate for any delay or phase shift accompanying the data. The average signal power at the output of the postdetection LPF is computed, and for each symbol, the amplitude at the sampling instant relative to its decision threshold is determined. For a specified power of Gaussian noise at the detector input, the individual symbol P_e

Paper approved by the Editor for Radio Communication of the IEEE Communications Society for publication after presentation at the International Conference on Communications, Philadelphia, PA, June 1982. Manuscript received August 23, 1982; revised November 15, 1982.

T. Hill is with Ericsson Canada Ltd., Dorval, P.Q., Canada H9P 1G1. K. Feher is with the Department of Electrical Engineering, University of Ottawa, Ottawa, Ont., Canada K1N 9U4.

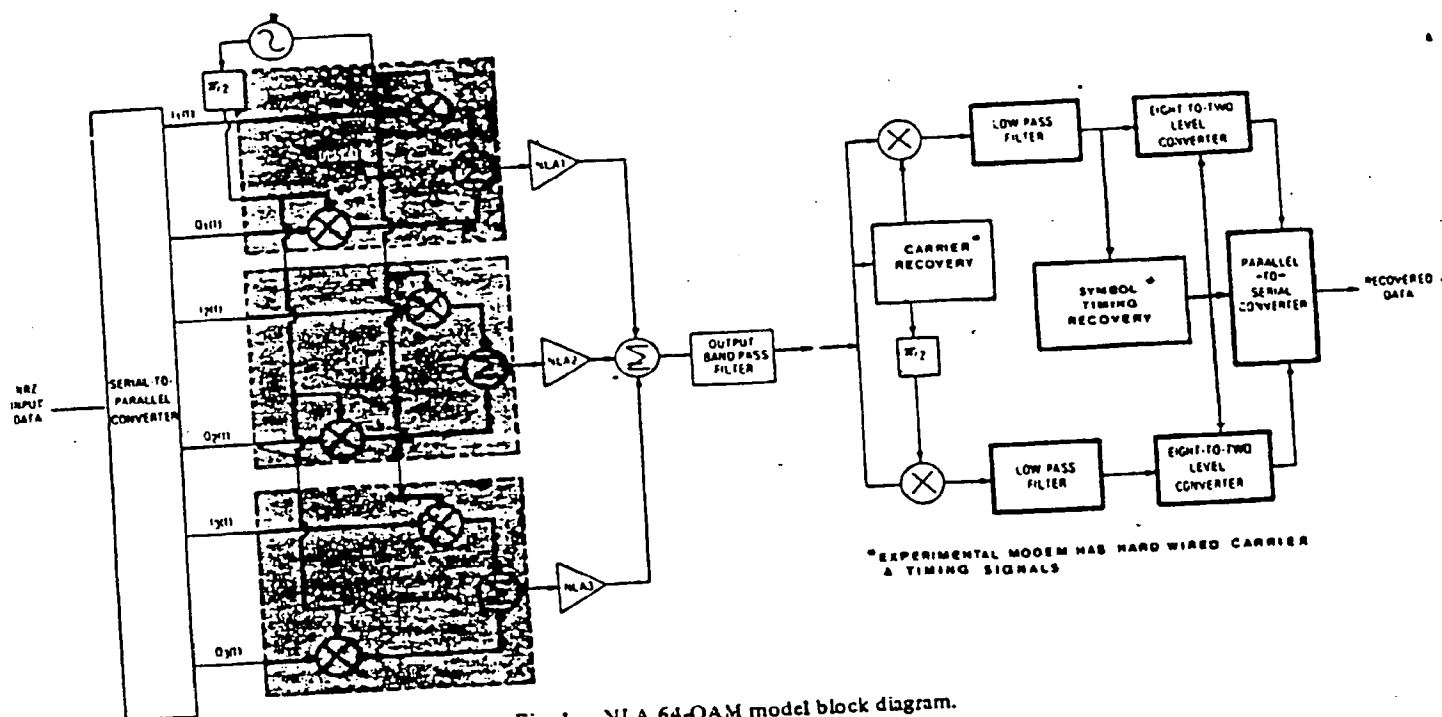


Fig. 1. NLA 64-QAM model block diagram.

is calculated as follows:

$$P_{ei} = \begin{cases} 1/2 \operatorname{erfc} \left(\frac{|\bar{S}_i - THR1_i|}{\sqrt{2N_0}} \right) & \text{if the } i\text{th transmitted symbol is } \pm 7B \\ 1/2 \operatorname{erfc} \left(\frac{|\bar{S}_i - THR1_i|}{\sqrt{2N_0}} \right) + 1/2 \operatorname{erfc} \left(\frac{THR2_i - \bar{S}_i}{\sqrt{2N_0}} \right) & \text{if the } i\text{th transmitted symbol is } \pm 5B, \pm 3B, \pm B \end{cases}$$

where

P_{ei} is the P_e for the i th symbol,
 $2B$ is the distance between the unfiltered adjacent symbol's voltage levels (see Fig. 2),
 $\operatorname{erfc}(x)$ is the complementary error function

$$\left(= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-a^2} da \right).$$

\bar{S}_i is the magnitude of the i th sample,
 $THR1_i$ is the magnitude of the i th unfiltered symbol voltage level minus B ,
 N_0 is the noise power in a 1 Hz bandwidth,

and

$THR2_i$ is the magnitude of the i th unfiltered symbol voltage level plus B .

The average of these P_{ei} 's over the total transmitted symbol sequence for each component part is summed to give the P_e for

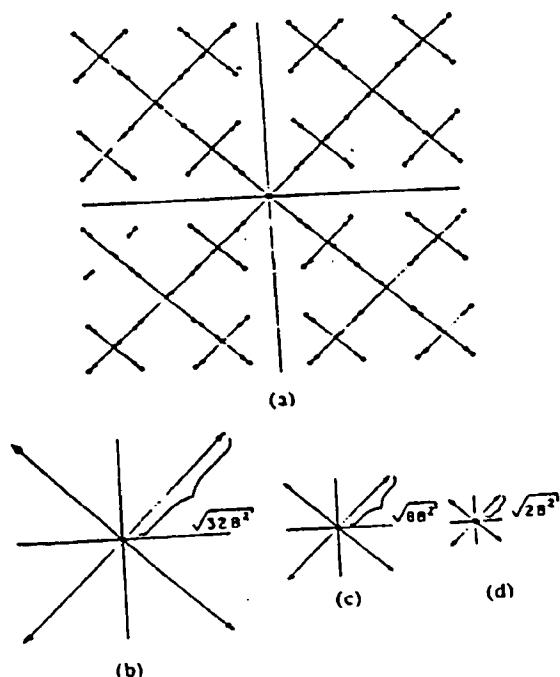


Fig. 2. Signal state of "parallel modulation." (a) 64-state QAM. (b) First path signal. (c) Second path signal. (d) Third path signal.

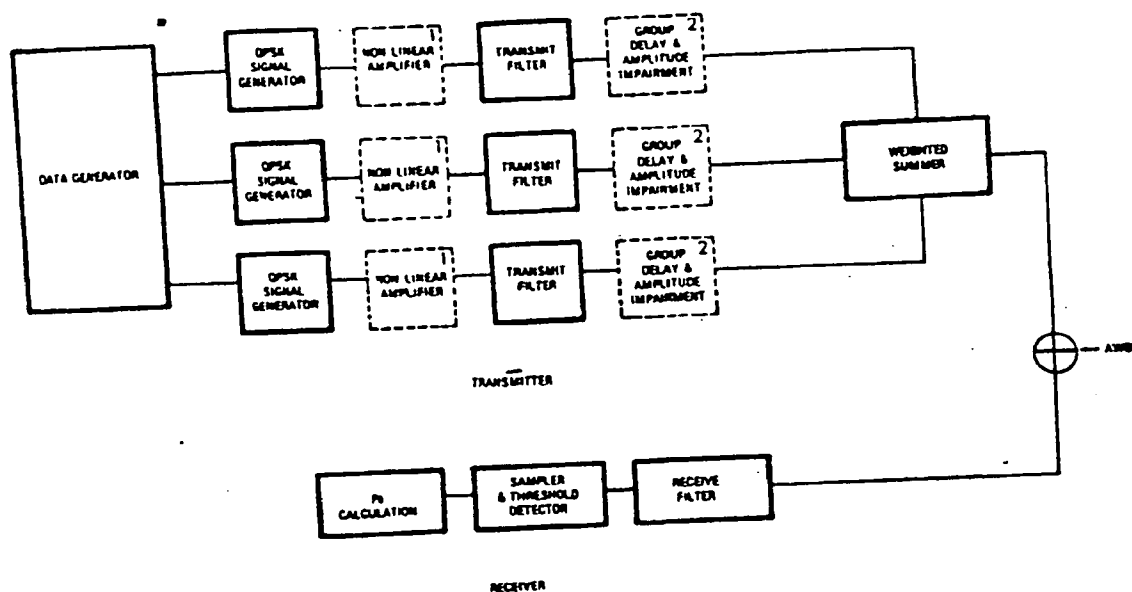


Fig. 3. Computer simulation model. 1For the simulation of NLA 64-state QAM. 2For the simulation of hardware and/or radio propagation impairments.

the simulated system. This average symbol P_e is a function of the ratio of the average signal power to the rms noise power specified at the detector input.

III. MODULATOR IMPERFECTIONS IN 64-STATE QAM

QPSK modulator power level imperfections in 64-state QAM result in unequally spaced signal levels in the signal's state space diagram. Because the parallel modulation technique uses three transmit amplifiers, a difference between the desired output power level of each amplifier and the actual output power levels may occur which would cause such a distortion. In addition, amplifiers are subject to output power variation due to aging and/or temperature. This is, however, not the only reason for an interest in nonuniform signal levels. Independent of the modulator design, rectangular 64-state QAM, also known as amplitude-phase keying (APK), is susceptible to this distortion.

In order to reduce the volume of material, the presented P_e performance results are limited to the worst case variation in the output power of the amplified QPSK1 signal (P_1). The P_e versus average carrier-to-noise ratio in the specified bandwidth at the received input is shown in Fig. 4 for various values of P_1 .

The solid curves in Fig. 4 represent the situation in which the P_e is determined using the amplitude of each sampled signal relative to its conventional decision thresholds. In these cases the decision thresholds, which mark the boundaries for the decision region, are set as if for the standard case (i.e., 0, $\pm 2B$, $\pm 4B$, $\pm 6B$ where $2B$ represents the conventional spacing of the signal levels). The dashed curves represent the situation in which the decision thresholds are changed with each variation in a modulator power level. The thresholds are set at the midpoint between adjacent levels of the receiver eye diagram. A pictorial explanation of the setting of the decision thresholds is shown in Fig. 5 together with an example of a measured receiver eye diagram which could be expected with a modulator power level distortion.

The choice of these two different threshold settings was based on the following observations. One notes that a power

level variation of the largest signal (amplified QPSK1 signal) causes severe degradation to the performance. However, by readjusting the detector's threshold levels to the vertical center of the eye, a marked improvement to the performance occurs. As observed in Fig. 4, for a P_e of 10^{-4} and a P_1 of 12.4 dB (0.4 dB error), the degradation of C/N with respect to the nominal case is reduced from 1.7 dB with standard decision thresholds to 0.2 dB with the decision thresholds adjusted according to P_1 .

From these results, it may be concluded that the proper adjustment of the detector's decision thresholds is very important to the performance of a nonideal rectangular 64-state APK system, and, furthermore, that monitoring the received eye diagram and readjusting the decision thresholds accordingly leads to a performance improvement.

In Fig. 6, the effect of the variation of each of the modulator power levels on the performance degradation is compared. The performance degradation as a function of the difference in dB of the specified power level from the ideal power level, and relative to the nominal case for a P_e of 10^{-4} , is shown for the cases where the thresholds are set according to the respective power levels. The variation of the third modulator power level P_3 has only a small effect on the system performance. This is due to the minimal distortion of the resulting signal state space diagram. The performance degradation is correlated to the distortion of the state space, the one notable exception being the increased first modulator power level, $P_1 > 12.0$ dB. An increase in P_1 effectively opens the distance between the signal levels adjacent to the in-phase and quadrature axes of the signal state space diagram. The penalty paid in this increase is an increase in the transmitted power and, hence, a higher C/N requirement.

The relative degradation infers that for a sound system design, a knowledge of the amplifiers that are to be used in the system and an optimization of their placement is required.

IV. 64-STATE QAM WITH GROUP DELAY DISTORTIONS

To assess the effects of selective fading and/or radio system hardware imperfections, computer simulation results are pre-

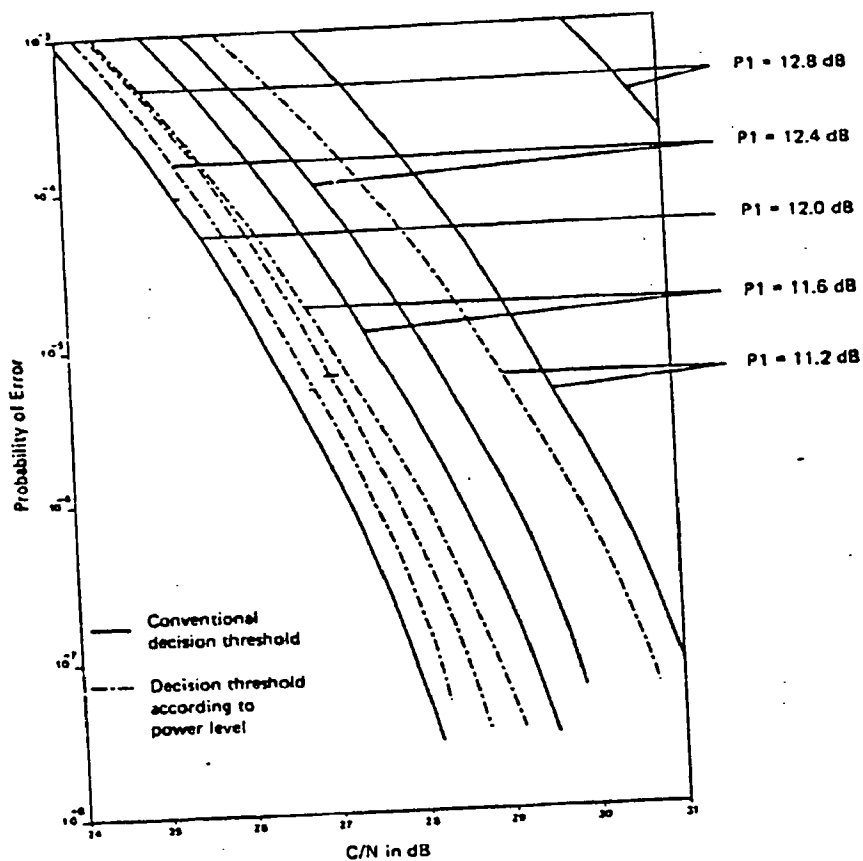


Fig. 4. P_e versus C/N for variations of the first modulator power level from the nominal 12.0 dB level (* in the double-sided Nyquist bandwidth).

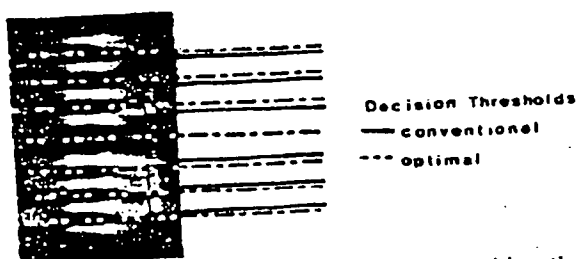


Fig. 5. A measured eye diagram with the two decision thresholds indicated. (See Fig. 4.)

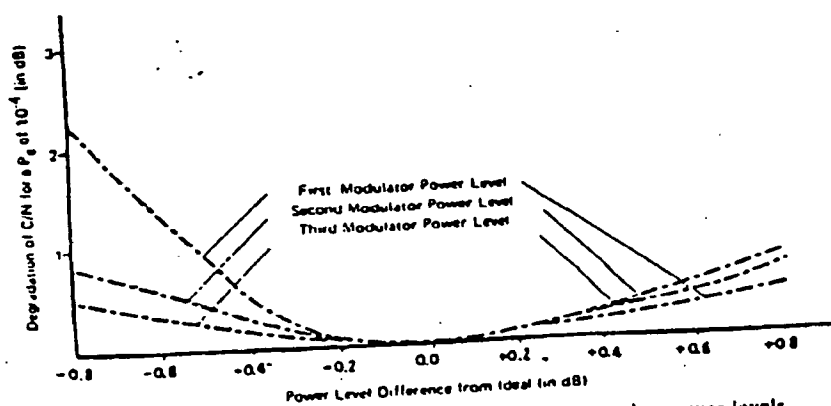


Fig. 6. Degradation of C/N versus the variation on the power levels from ideal.

sented which show the sensitivity of the 64-state modulation technique to group delay distortions of various characteristics. The simulation is based on the equivalent baseband model as shown in Fig. 3 for a system with a bit rate of 90 Mbits/s; the 90 Mbits/s is used as an example of a practical bit rate. However, with normalization the results can be applied to a system with any bit rate. It should be noted that the amplitude distortion introduced by selective fading is assumed to be equalized. The P_e versus average C/N performance was computed for various values of group delay. The results are shown in Fig. 7 for linear, parabolic, and sinusoidal group delay. For the sake of brevity, the results for sinusoidal group delay are limited to the case where the number of periods of the sinusoid within the filter bandwidth is four.

In the case of linear group delay distortion, B represents the delay slope in nanoseconds per megahertz (ns/MHz), where B equal to zero is the system in which no group delay distortion is present. Under this condition there is no intersymbol interference or phase distortion and the C/N in the double-sided Nyquist bandwidth for a P_e of 10^{-4} is 25.33 dB. As the delay slope increases, the distortion increases and the performance degrades. For a delay slope of B equal to 0.38 ns/MHz, or 8 ns in the filter bandwidth, the degradation of C/N is on the order of 2.5 dB for a P_e of 10^{-4} .

For a parabolic group delay, the group delay in nanoseconds is equal to Sf^2 , where S is in ns/MHz². Again, S equal to zero represents the case where there is no group delay distortion present in the system and the C/N in the double-sided Nyquist bandwidth is 25.33 dB for a P_e of 10^{-4} . From Fig. 7, for the maximum parabolic group delay added to the system for which case S is equal to 0.54 ns/MHz² (a group delay of 60 ns in the filter bandwidth), the degradation of C/N for a P_e of 10^{-4} is on the order of 1.5 dB.

In the case of sinusoidal group delay, the group delay in nanoseconds is equal to $C \sin(2\pi Kf)/2f_f$, where C is the sinusoid's amplitude in ns, K is the number of periods of the sinusoid in the filter bandwidth, and $2f_f$ is the filter bandwidth. Fig. 7 depicts the case in which K is equal to 4 and C is varied from 0 ns to 24 ns. From this figure, for the case in which C is equal to 12 ns, the degradation of C/N for a P_e of 10^{-4} is on the order of 1.5 dB. Although the results are not shown for the cases in which K was increased, the degradation to C/N , for a given value of C and P_e , decreased.

To compare the relative performance of the system having the three different group delay characteristics, the degradation to C/N as a function of a maximum group delay in the filter bandwidth and relative to the case with no distortion, for a P_e of 10^{-4} are shown in Fig. 8. We note that for a given value of maximum group delay in the filter bandwidth, linear group delay caused the most severe degradation to the system's performance as compared to parabolic or sinusoidal group delay distortions. This would indicate that a 64-state QAM system like a QPSK system [5] is most sensitive to group delay with a linear characteristic.

V. 64-STATE QAM WITH AMPLITUDE DISTORTIONS

The P_e versus average C/N performance was computed for various characteristics and values of amplitude distortion. The simulation is based on the same baseband model and system as described in Section IV, the one exception being that for these results, the group delay distortion accompanying selective fading is assumed to be equalized. The results are shown in Fig. 9 for linear, parabolic, and sinusoidal group delay, respectively.

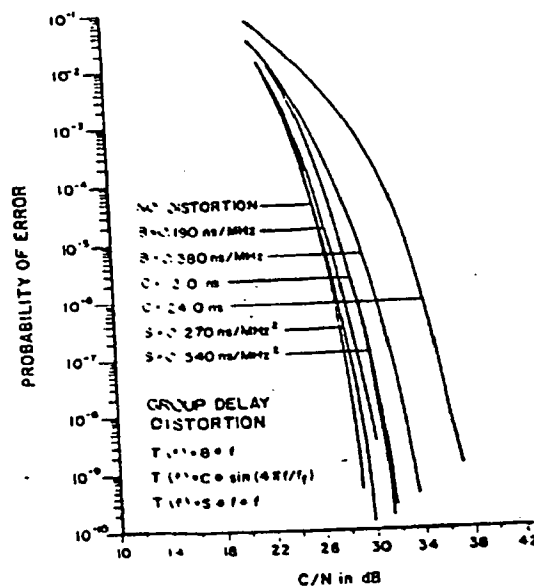


Fig. 7. P_e versus C/N for linear, parabolic, and sinusoidal group delay distortions (* in the double-sided Nyquist bandwidth).

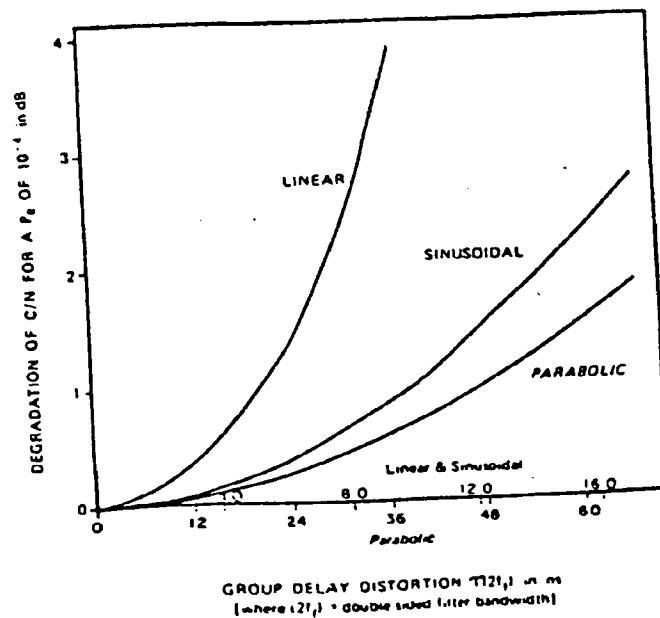


Fig. 8. Degradation of C/N for linear, parabolic, and sinusoidal group delay distortions. Note—For a 90 Mbit/s system with $\alpha = 0.4$ raised cosine filters.

$$\begin{aligned} T(2f_f) &= B \times 21 \text{ ns (linear)} \\ &= S \times 10.5 \times 10.5 \text{ ns (parabolic)} \\ &= C \text{ ns (sinusoidal).} \end{aligned}$$

Again, and for the same reason, the results for sinusoidal amplitude impairment are restricted to the case in which the number of periods of the sinusoid within the double-sided filter bandwidth is four.

In the case of linear amplitude distortion, Z represents the amplitude slope in dB/MHz, and Z equal to zero is the situation in which the system is free of amplitude distortion. As amplitude slope increases, the distortion increases and performance degrades. For a specific example, consider the case in which Z equals 0.152 dB/MHz. When there is no ampli-

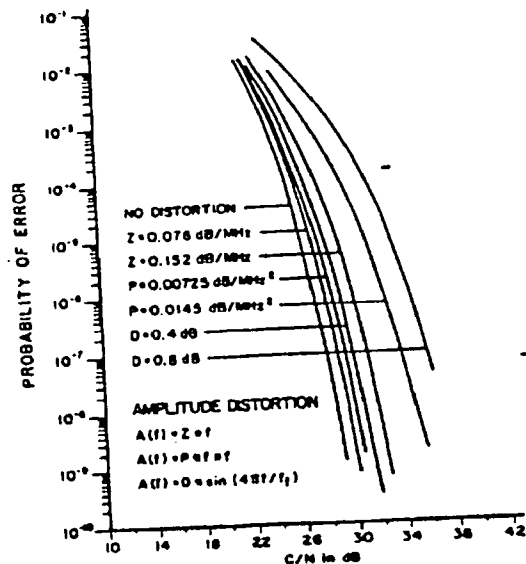


Fig. 9. P_e versus C/N^* for linear, parabolic, and sinusoidal amplitude distortions (* in the double-sided Nyquist bandwidth).

tude distortion, the C/N in a double-sided Nyquist bandwidth is 25.33 dB for a P_e of 10^{-4} . However, with Z equal to 0.152 dB/MHz, or 3.2 dB maximum amplitude distortion in the double-sided filter bandwidth, the C/N is degraded by 2.3 dB.

For parabolic amplitude distortion, the amplitude distortion in dB is equal to Pf^2 , where P is in dB/MHz². From Fig. 9, taking the case where P equals 7.25×10^{-3} dB/MHz², or 0.8 dB maximum amplitude distortion in the double-sided filter bandwidth, the resulting degradation of C/N for a $P_e = 10^{-4}$ is on the order of 1.0 dB.

In the case of sinusoidal amplitude distortion, the amplitude distortion in dB is represented as $D \sin(2\pi Kf/2f_f)$, where D is the sinusoid amplitude in dB, K is the number of periods of the sinusoid in the filter bandwidth, and $2f_f$ is the filter bandwidth. For the case in which D is equal to 0.8 dB and K is equal to 4, the degradation of C/N is on the order of 6.4 dB for a $P_e = 10^{-4}$.

Degradation data for the systems with the three different amplitude distortion characteristics are given in Fig. 10. Note that the degradation shown is of C/N in the double-sided Nyquist bandwidth for a P_e of 10^{-4} relative to the case with no amplitude distortion. For a given value of maximum amplitude distortion in the filter bandwidth, linear amplitude distortion causes the least degradation, followed in order of increasing degradation by parabolic and sinusoidal.

These results, combined with the results of the preceding section on the effects of group delay distortion, provide an indication of the effects of frequency selective fading on 64-state QAM. Although these results indicate significant degradation would accompany frequency selective fades, adaptive equalization techniques could considerably improve a system's performance during such fades.

VI. SUMMARY

The design and evaluation of our NLA 64-state QAM modem demonstrates that the effect of power level imperfections in the modulator can be easily reduced by changing the receiver's decision thresholds. The study of the effects of channel (selective fading) and hardware imperfections including

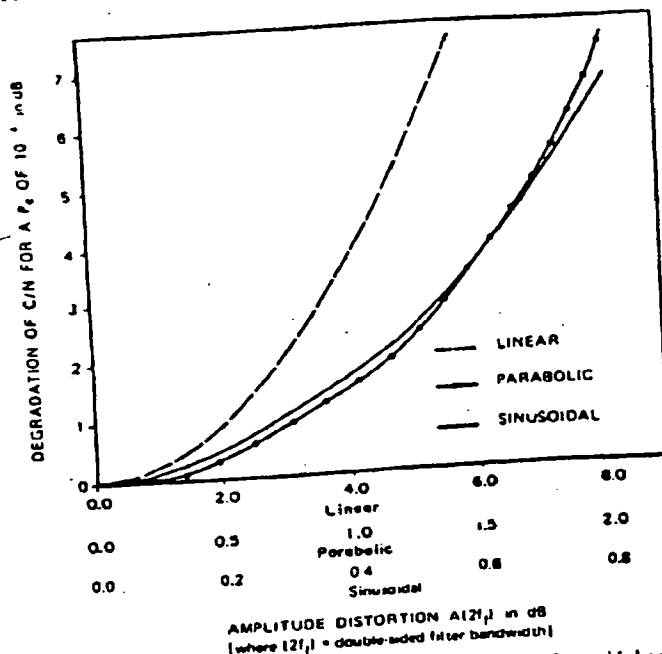


Fig. 10. Degradation of C/N for linear, parabolic, and sinusoidal amplitude distortions. Note—For a 90 Mbit/s system with $\alpha = 0.4$ raised cosine filters.

$$\begin{aligned} A(2f_f) &= Z \times 21 \text{ dB (linear)} \\ &= P \times 10.5 \times 10.5 \text{ dB (parabolic)} \\ &= D \text{ dB (sinusoidal)}. \end{aligned}$$

amplitude and group delay distortions on the P_e performance demonstrate that future generations of radio systems may operate with a spectral efficiency of over 5 bits/s/Hz. However, for reasonable C/N degradation, adaptive equalization techniques will be required.

REFERENCES

- [1] K. Miyauchi, S. Seki, and H. Ishio, "New techniques for generating and detecting multilevel signal formats," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, Feb. 1976.
- [2] D. H. Morris and K. Feher, "NLA-QAM: A new method for generating high power QAM signals through nonlinear amplification," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, Feb. 1982.
- [3] M. Subramanian, K. C. O'Brien, and P. J. Puglis, "Phase dispersion characteristics during fade in a microwave line-of-sight radio channel," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, Dec. 1973.
- [4] G. M. Babler, "Selectively faded nondiversity and space diversity narrowband microwave radio channels," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, Feb. 1973.
- [5] K. Feher, *Digital Communications Microwave Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.

E P826-835
Multiprocessor Implementation of Adaptive Digital Filters

V. B. LAWRENCE, MEMBER, IEEE, AND S. K. TEWKSBURY,
MEMBER, IEEE

Abstract—Adaptive filters, employing the transversal filter structure and the least mean square (LMS) adaptation algorithm, or its variations, have found wide application in data transmission equalization, echo cancellation, prediction, spectral estimation, on-line system

Paper approved by the Editor for Signal Processing and Communication Electronics of the IEEE Communications Society for publication without oral presentation. Manuscript received September 17, 1982. The authors are with American Bell, Holmdel, NJ 07733.

A Proposal of a Carrier Digital Transmission System Using Multi-Level APSK

Authors: Hideki ISHIO, Kohichi AOYAMA, Morihiro INOKUCHI, Seizo SEKI,

The Yokosuka Electrical Communication Laboratory, N.T.T.

1. Introduction

In recent years, as information signals such as image transmission signals and data transmission signals are increasingly diversified, the carrier digital transmission technique is becoming one of the most significant ones. It is expected that this technique is further developed and expanded. Here in Japan, starting at 25-P1 System using 2GHz band, some digital transmission systems have been put to practical use so far. In addition, it is often seen that a quasi-millimeter wave spatial transmission system (20G-400M)⁽¹⁾ which is a mass storage digital transmission system and a millimeter wave waveguide transmission system (W-40G)⁽²⁾ have been put to practical use. In these circumstances, it may be said that the carrier digital transmission system will remain one of the important techniques in the future.

Meanwhile, it is considered to be necessary to improve the multiplexing of spatial transmission systems, including the microwave transmission system and the quasi-millimeter wave transmission system, per carrier with a view to effectively using allotted frequency bands. This is probably a desirable direction for closed spatial transmission systems such as a

waveguide transmission system with a view to realizing improved cost-effectiveness, as well.

As for various types of carrier digital transmission systems some of which have been already put to practical use and some under development, a search was conducted for the status of the progress of realization of multiphase and multi-level system, which result is shown in Table 1. As can be seen from Table 1, most of the current systems adopt a four-phase PSK system. Even with the maximum multi-phase or multi-level system, the number of phases or levels does not exceed eight, i.e., the number of the eight-phase PSK or 8-level VSB. It is considered that the reason is mainly as follows.

In the carrier transmission system, if more information are transmitted using an allotted frequency band to be used in the ordinary carrier digital transmission, there may be two directions to take; one is to further restrict a transmission band to thereby arrange as many carrier frequencies as possible and the other is to conduct multi-phase or multi-level transmission to thereby increase the amount of information which can be transmitted through carriers. As one criterion for judging which direction is beneficial to take in what way, a graph shown in FIG. 1 can be made.⁽²⁾

For example, if more information are transmitted in a restricted transmission band, four-phase synchronous detection PSK transmission is advantageous over two-phase synchronous detection PSK with a restricted band while reference transmission capacity is not less than 0.64 on the horizontal

axis (reference transmission capacity). At not more than 0.93, eight-phase synchronous detection is advantageous over two-phase synchronous detection. However, if comparison is made between the four-phase synchronous detection and the eight-phase synchronizing detection, the former is always advantageous over the latter. This fact demonstrates that multi-phase detection is not necessarily advantageous for the transmission of much information in an allotted transmission band. The reason is, it is considered, as the number of phases increases, phase planes are used less efficiently.

To solve the above problem, a so-called APSK system which is a combination of amplitude modulation (ASK) and phase modulation (PSK) was proposed in the 1960s by Cahn, Hancock and Lucky et al. The later studies showed that the APSK system has a lower required C/N (Carrier to Noise Ratio) than that of either PSK or ASK if used solely⁽⁶⁾⁽⁷⁾. Nevertheless, since the APSK system requires quite complicated demodulation, it has not been put to practical use so often and limited to the range of theoretical interest. Recently, however, a trial device employing the eight-phase, two-level APSK system, though low speed, has been reported⁽⁸⁾ and also consideration has been gradually given to the APSK in the US in light of the effective use of satellite communication frequency⁽⁹⁾. Having said that, it is true that the demodulation and modulation methods of the APSK are quite complicates and it is still difficult to apply it to ordinary high-speed digital transmission systems without making any change.

The present document is to propose a new concept of superimposition modulation and to describe that an APSK modem circuit with simpler circuit arrangement than that of the conventional system can be realized by conducting part of the demodulation operation in the carrier band.

Further, since the modem circuit utilizing this concept can be realized without the need to greatly change the currently obtained combination of the 800 Mb/s four-phase PSK modulation and demodulation technique and the code conversion circuit technique for W-40G system, it can be widely applied to ordinary high-speed carrier digital transmission systems.

2. Comparison of APSK Systems

While various type of APSK systems have been conventionally proposed, comparison will be made in this document to some typical ones as well as the ASK and PSK systems.

FIGS. 2(a) to 2(e) show typical examples of multi-level modulation, where FIG. 2(a) shows amplitude modulation, FIG. 2(b) phase modulation, FIG. 2(c) amplitude and phase modulation (Circular Type) and FIG. 2(d) quadrature multi-level modulation. Also, FIG. 2(e) shows the arrangement of signals which require the lowest C/N in case of transmitting the same amount of information. Further, FIG. 2(f) shows a new system capable of obtaining a modulation vector arrangement almost akin to that shown in FIG. 2(e) by using a superimposition modulation which will be described later.

FIG. 3 shows the relationship between the length d

(distance to an identification level) which is half the distance between signals and the number of transmission levels while assuming that the maximum amplitude is 1 for the respective modulation systems. The horizontal axis indicates the number of transmission levels. The vertical axis indicates C/N deterioration compared with the two-phase synchronous detection system.

Judging from FIG. 3, the APSK systems in FIGS. 2(e) and 2(f) have the lowest C/N required for obtaining the same code error rate. The figures also indicate that the phase modulation system shown in FIG. 3(b) in which the number of phases is simply increased, is disadvantageous over the remaining systems. On the other hand, if the superimposition modulation concept to be described later is employed, not only the APSK system shown in FIG. 2(f) but also the quadrature multi-level modulation system shown in FIG. 2(d) and the like can be easily realized. It is, therefore, believed that use of this concept provides quite advantageous modulation methods.

3. Principle of Superimposition Modulation

This section shows a multi-level demodulation system referred to as "superimposition modulation" to which the currently obtained 800Mb/s four-phase modulation and demodulation technique and the code conversion circuit technique can be applied without greatly changing them and which can be realized by means of the current techniques.

For brevity's sake, description will be given while

taking 16-level transmission as an example. In the modulation circuit shown in, for example, FIG. 4, if a four-phase modulation circuit I is driven by two information sequences 1 and 2, a modulation vector shown in FIG. 5(a) is obtained, which will be referred to as a first path signal. Next, a modulation signal (which is shown in FIG. 5(b) and will be referred to as a second path signal) obtained by driving a four-phase modulation circuit II by two information sequences 3 and 4 is superimposed on each other at an appropriate amplitude and phase. Then, 16 modulation signal vectors are obtained as shown in FIG. 5(c).

Further, although the same result can be obtained by connecting four-phase modulation circuits in series as shown in FIG. 4(ii), the arrangement of FIG. 4(i) is advantageous over that of FIG. 4(ii) in waveform distortion.

Next, a modulation method will be described. The concrete arrangement of a demodulation circuit for the above-stated APSK signal is shown in FIG. 6. In FIG. 6, an area surrounded by a dotted line is the same in arrangement as a circuit referred to as a re-modulation comparison type carrier extraction circuit. When this circuit receives an APSK signal shown in FIG. 5(c), the amplitude and phase of the first path modulation wave is oscillated by the second path modulation wave (that is, it is considered that the second path modulation wave functions as a kind of an interference signal with respect to the first path modulation wave). However, since an area in which four-phase modulation waves can be identified still remains, the demodulation circuit shown in FIG. 6 can conduct

four-phase synchronous detection modulation to the first path signal. As a result, the digital information sequences 1 and 2 shown in FIG. 4 are fetched as regenerated outputs at the output terminals 11 and 12 of an identification and regeneration circuit. Then, if the output of a re-modulator is forked and the re-modulator output signal is subtracted in a vector fashion from a reception signal by a subtraction circuit consisting of, for example, hybrids and the like, the second path signal can be obtained as is obvious from FIGS. 5(a), (b) and (c). Therefore, if the second path signal is demodulated by a four-phase demodulation circuit, the digital information sequences 3 and 4 shown in FIG. 4 can be obtained at terminals 13 and 14. In addition, if the re-modulator output signal is multiplied by the reception signal instead of subtracting the re-modulator output signal from the reception signal, the digital information sequences 3 and 4 shown in FIG. 4 can be also obtained and the same advantage is expected.

As can be seen, use of the concept of superimposition modulation has advantages in that it is possible to conduct multi-level modulation and demodulation with the techniques which have been conventionally established and that a special logical arithmetic circuit for multi-level modulation and demodulation is not required. Moreover, as shown in FIG. 7, even if the carrier frequency of the first path and that of the second path differ from each other and the information transmission speeds of the four information sequences are independent of one another and asynchronous with one another,

it is advantageously possible to demodulate the first path signal and the second path signal independently of each other. Thus, it is possible to constitute a flexible transmission system.

FIG. 5(d) shows conceptual signal vectors in a case where the first path carrier signal and the second path carrier signal are asynchronous with each other and have arbitrary different levels.

We have proposed thus far a new modulation and demodulation system which utilizes a combination of existing techniques without the need to greatly change them and to develop a new circuit, and also described its operational principle. As can be seen from the above, it appears that there is a large potential that this modulation and demodulation system can be ordinarily expanded to 16 or more-level transmission systems.

4. Potential Realization of Multi-level Modem Circuit by Means of Superimposition Modulation

As described in Section 3, if the concept of superimposition modulation is used in combination with the techniques already established, it is possible to realize a multi-level modulation and demodulation system. Besides, this system has an advantage in that a special logical arithmetic circuit is not required to deal with the increased number of levels. Nevertheless, this system conducts the modulation of multi-level as many as 16 levels. Due to this, it is still necessary to strictly restrict the characteristics of the

respective constituent circuits. According to this system, in particular, it is considered that the multi-level modem circuit cannot be realized without the support of a technique for accurately controlling the phases and amplitudes of modulation waves and modulation and demodulation reference carriers. We have studied a high-speed PSK modem circuit for the millimeter wave waveguide transmission system (W-40G system). The main technical features of the circuit are considered as follows⁽¹⁰⁾.

(i) Using a ring modulator obtained by newly developing a high-speed multi-phase modulation system referred to as a 400MB four-phase PSK, a technique for generating a modulation wave having quite excellent characteristics of a modulation angle error of $\pm 1.5^\circ$ or less and a modulation to amplitude deviation of 0.2 dB was established. Also, by selecting a double balanced type ring modulator as a modulator, it was possible to suppress pulse width variations and waveform distortions generated at the time of conducting high-speed modulation to be small.

(ii) A re-modulation comparison type carrier extraction circuit considered to be apt for high-speed PSK signals was selected as a reference carrier extraction circuit and an astatic phase control function was added to this circuit so as to avoid the influence of frequency variation peculiar to the millimeter wave waveguide transmission system (see FIG. 8). This makes it possible to ensure stable carrier extraction even if frequency variation occurs. At present, a technique for suppressing the phase error of an extracted carrier to the range

of $\pm 4^\circ$ with respect to frequency variation of 1700 ± 14 MHz, and temperature variation of 0°C to 40°C is established. Based on the above-stated results, it is considered that a phase and amplitude control technique for the modulation and demodulation of high-speed PSK signals have been established. Thus, by applying this technique to the proposed superimposition modulation system, there is a possibility that a high-speed multi-level modulation and demodulation system can be realized with the current technical level.

The first key to realizing the superimposition modulation depends on whether or not carrier synchronization is established in the reproduction of the first path signal. This is because the second path signal is considered to act as a kind of an interference signal with respect to the first path signal. If the signal level of the second path is low, it is natural that synchronization with the first path signal can be easily established. It is also one of the important parameters for multi-level modulation and demodulation using the superimposition modulation system to set the amplitude A_2 of the second path signal with respect to the amplitude A_1 of the first path signal.

According to the result of the studies using the above-stated modem circuit for the W-40G system, if the phase of the second path signal is fixed to one phase, i.e., CW interference is applied to the first path, it was experimentally confirmed that the carrier synchronization of the first path demodulation circuit can be established up to $20 \log_{10}(A_1/A_2)$

$\approx 7B$. For reference, the case of $20 \log_{10}(A_1/A_2) = 6B$ is equivalent to the quadrature multi-level modulation (QAM) shown in FIG. 2(d).

Moreover, if the first path signal is modulated with 11-stage M-sequence code and the second path signal is modulated with the 15-stage M-sequence code, the C/N-to-code error ratio characteristics of the first path is measured using, as a parameter, an amplitude ratio (A_1/A_2) of the first path to the second path. The measurement result is shown in FIG. 9. The result shows that as the amplitude ratio A_1/A_2 decreases, the code error rate characteristics tends to deteriorate and the error rate tends to vary according to the difference of a lead-in phase. If the ratio A_1/A_2 is about 9dB, the deterioration of the code error rate with respect to $A_1/A_2 = \infty$ is about 10dB in C/N conversion.

In this measurement, C/N means the C/N (i.e., A_1^2/N) of the first path. Further, in this experiment, no special consideration was given to the extraction of timing in the first path signal demodulation circuit and an envelope detection type timing extraction circuit⁽¹⁰⁾ designed for four-phase PSK signals was used without change.

FIG. 10 shows one example of the measurement result of the detection output eye patterns of the first path demodulation circuit and of the second path demodulation circuit. FIG. 11 shows one example of the calculation result of the detection output eye patterns of the first pattern demodulation circuit. From these figures, it is estimated that the demodulation of

the first path is conducted quite satisfactorily. It is, therefore, considered that if the current modulation and demodulation technique is applied to the superimposition modulation system, it is highly likely to realize a multi-level modulation and demodulation system even in a very high speed range.

4. Conclusion

We have proposed a multi-level modulation system (APSK) based on the new concept of superimposition modulation and also described the operational principle and advantages of the system. Further, as superimposition modulation, 16-level transmission has been taken as an example and we have demonstrated that the multi-level modulation can be realized by a combination of currently obtained modulation and demodulation techniques. Besides, as a result of experimental studies conducted using the 400 MB four-phase PSK modulation and demodulation circuit for the millimeter wave waveguide transmission system (W-40G system), we have mentioned that the possibility of the realization of APSK is high. However, the proposed technique involves problems which need to be studied in various manner in the future. For example, a synchronization technique such as bit timing synchronization and carrier synchronization, a waveform equalization technique and a design method used when this system is applied to a high-speed modulation and demodulation system may be significant problems to be solved. While the general operational check and analysis

for this system are problems to be solved in the future, we believe that this system will become one of the future baselines toward the realization of a multi-level modulation and demodulation technique compared with the conventional multi-level modulation and demodulation techniques which could not be realized without performing complicated processings and which were restricted to a low-speed range due to the restriction of hardware or the like.

It is also necessary to fully consider and deal with the relationship between transmission characteristics and deterioration of transmission quality and the problem of interference between an intended channel and other channels or between different systems. However, we believe that this system can be widely applied to a radio transmission system, a satellite transmission system, a waveguide transmission system and the like using microwaves and quasi-millimeter waves.

Acknowledgment: The present proposal was made as a result of our discussions with Mr. Miyauchi, Chief of Millimeter Wave Transmission Section, the Yokosuka Electrical Communication Laboratory, N. T. T. Mr. Miyauchi gave us kind instructions and advice throughout our studies. We would like to express our sincere thanks to Mr. Miyauchi.

References

- (1) Yamamoto and Kohiyama, "Configuration and General

Characteristics of Experimental 20GHz-Band Digital Radio Repeater", *TSUKENJIPPO*, vol. 22, No. 7, p.1771, 1973.

(2) Miyauchi, Seki et al., "W-40G Millimeter Wave Waveguide Transmission System", *TSUKENJIPPO*, vol. 23, No. 11, p. 2201, 1974.

(3) Ohmori, Aoki et al., "Overview of 1.544 Mb/s PCM-FDM Transmission System", *TSUKENJIPPO*, vol. 23, No. 6, pp. 1067-1079, 1974.

(4) Yokoyama, Tan et al. "High-Speed Eight-Phase PSK Modulator-Demodulator", *Sho-46 SHINGAKUZENDAI*, No. 1488.

(5) Ogawa and Hirata, "Overview of Result of Satellite Experiment on TDMA Device in view of Spot Beam Operation", 1974 *SHINGAKUZENDAI*, No. 2277.

(6) C.R. Cohr, "Combined Digital Phase and Amplitude Modulation Communication Systems", *IRE Trans. on Commun. Syst.*, vol. CS-8, p.150, 1960.

(7) J.C. Hancock and R.W. Lucky, "Performance of Combined Amplitude and Phase-Modulated Communication Systems", *IRE Trans.*, CS-8, p.232, 1960.

(8) Michisita, Nakagome et al., "Digital Modulation and Demodulation System for Multifrequency APSK Signals", *SHINGAKURON A*, vol. 56, No. 9, p.505, 1973.

(9) C.M. Thomas, M.Y. Weidner and S.H. Durrari, "Digital Amplitude-Phase Keying with M-any Alphabets", *IEEE Trans. on CS*, COM-22, p.168, February, 1974.

(10) Ishio, Washio et al., "High-Speed Four-Phase PSK Modem Circuit", *TSUKENJIPPO*, vol. 23, No. 11, p.2519, 1974.

(11) Nakagawa, Inaba et al, "Code Converter for W-40G System",
TSUKENJIPPO, vol. 23, No. 11, p.2347, 1974.

図表訳

Table 1 Various types of carrier digital transmission systems

Class and mode name		Modulation system	Modulation speed	Remarks
Cable transmission	LECTIPLEX	Eight-phase PSK	96B	
	DT-4800	Eight-phase PSK	1,600B	
	PMC-FDM	Eight-phase PSK	530Kb	Reference (3)
Radio transmission	2S-P1	Four-phase PSK	7.87MB	
	2S-P2		6.31MB	
	11/15S-P1		32MB	
	11S-P1		97.7MB	
	20G-400M		200MB	Reference (1)
	—	Eight-phase PSK	7.87MB	Reference (4)
	—	Four-phase PSK	32Kb	
Satellite transmission	SPADE	Four-phase PSK	32Kb	
	—	Eight-phase PSK	30MB	Reference (5)
Waveguide transmission	W-40G	Four-phase PSK	400MB	Reference (2)
	WT-4	Two-phase PSK	27.4MB	US B.T.L.

FIG. 1 Comparison of various types of modulation and demodulation systems (referred to from Reference 2)

- 1 Reference transmission capacity
- 2 Carrier power to noise power ratio
- 3 Code error rate
- N: number of modulation states
- B: 3dB bandwidth of Gauss type filter
- T pulse cycle
- 4 Ideal modulator
- 5 Gauss type filter
- 6 Eight-phase PSK synchronous detection
- 7 Two-phase PSK synchronous detection
- 8 Four-phase PSK synchronous detection
- 9 判読不能です

FIG. 2 Example of multi-level modulation (Arrow indicates maximum amplitude.)

- (a) Amplitude modulation
- (b) Phase modulation
- (c) Amplitude-phase modulation
- (d) Orthogonal multi-level modulation

FIG. 3 Relationship between number of transmission levels and length d which is a half of distance between signals

- 1 Number of levels
- 2 FIG. 2(a) amplitude modulation
- 3 FIG. 2(b) phase modulation
- 4 FIG. 2(d) quadrature multi-level modulation
- 5 FIG. 2(e)
- 6 FIG. 2(f)
- 7 Maximum amplitude
- 8 Origin
- 9 Signal point

FIG. 4 modulation circuit arrangement

(I) Parallel connection

- 1 Carrier source
- 2 Four-phase modulation circuit I
- 3 Four-phase modulation circuit II
- 4 Modulation signal output terminal

(ii) serial connection

FIG. 5 Modulation signal vector diagram

- (a) First path modulation
- (b) Second path modulation
- (c) Superimposition modulation system (synchronous system)
- (d) Superimposition modulation system (asynchronous, arbitrary level)

FIG. 6 Demodulation circuit arrangement

- 1 Signal input terminal
- 2 Four-phase detector
- 3 Identification-regeneration unit
- 4 Re-modulator
- 5 Loop filter
- 6 Phase comparator
- 7 Subtraction circuit
- 8 Four-phase demodulation circuit

FIG. 7 Asynchronous modulation circuit

- 1 Carrier source
- 2 Four-phase modulation circuit I
- 3 Four-phase modulation circuit II
- 4 Modulation output terminal

FIG. 8 Re-modulation comparison type carrier synchronous circuit for W-400 system

FIG. 9 First path code error rate characteristics

- 1 Code error rate
- 2 Carrier power to noise power ratio (C/N)
(Parameter is amplitude ratio of first path to second path.)
- 3 Four phase PSK logical level

FIG. 10 Detection output eye Pattern

- 1 Upper graph: first path demodulation circuit
- 2 Lower graph: second path modulation circuit
- 3 Detection output in equal-phase channels
- 4 Detection output in quadrature channels
- 5 Second path detection output
- 6 Detection output when second path is unmodulated

FIG. 11 First path modulation eye pattern

- 1 B: 3dB bandwidth of transmission system
- 2 T: pulse cycle period
- 3 Relative amplitude
- 4 Time

Appendix

One example of multi-level modulation system in case where superimposition modulation principle

Appended FIG. 1 Modulation circuit

- 1 AM modulation
- 2 modulation output

- 3 D/A conversion
- 4 Logical arithmetic
- 5 Digital signal input terminal

Appended FIG. 2 Demodulation circuit

- 1 Reception circuit
- 2 Demodulation circuit (synchronous)
- 3 Demodulation circuit (quadrature)
- 4 Multi-level identification
- 5 Logical arithmetic
- 6 Signal output
- 7 Carrier synchronous

多相多値搬送波デジタル通信の一方式

A Proposal of a Carrier Digital Transmission System
Using Multi-Level APSK

石尾 秀樹 青山 耕一 猪口 守弘 関 清三
 Hideki ISHIO Kohichi AOYAMA Morihiko INOKUCHI Seijo SEKI

(日本電信電話公社 横須賀電気通信研究所)

The Yokosuka Electrical Communication Laboratory, N.T.T.

1. まえがき

近年、画像伝送、データ伝送などの情報信号の多様化にともない、搬送波デジタル化送の技術は非常に重要なもの一つとなっており、今後、さらに発展・増大することが予想される。我国では、これまで2 GHz帯を用いた2S-P1方式をはじめとして、マイクロ波帯において、いくつかのデジタル化送方式が実用化されている。また、最近に至って、大容量のデジタル化送方式である準ミリ波空間化送方式(20G-400M)⁽¹⁾や、ミリ波導波管化送方式(W-40G)⁽²⁾の実用化も積極的に行なわれている。このような状況から、今後とも搬送波デジタル化送方式は重要な技術の一つであると考へてよい。

一方、マイクロ波や準ミリ波のような空間化送方式では、割当てられた周波数帯域を有効に利用するという観点から、今後、多相化・多値化等により、一般搬送波当りの多重度を高めることが必要になると考へられる。これは導波管化送方式のような密空間化送方式においても、方式の経済性を高めるという観点から、一般的に望ましい方向であると考へてよい。

現在、実用化、あるいは実用化途上にある各種の搬送波デジタル化送方式について、その

多相・多値化の状況を調査した結果を表1に示す。これから、わかるように、現在ほとんど方式が4相PSK方式を採用しており、最も多相・多値化を行なった場合でも8相PSK、あるいは8値VSB以上のもつは存在しない。これは、主として、以下のような理由によるものと考へられる。

すなわち、一般に搬送波デジタル化送方式において、与えられた使用周波数帯域を用いて、より多くの情報を伝送しようとする場合、一方では伝送路の帯域制限をより大きくして、できる限り

表1 各種搬送波デジタル化送方式

分類・方式名		変調方式	変調速度	備考
有線伝送	レチナブルス	8相PSK	96 B	
	DT-4800	8相PSK	1,600 B	
	PCM-FDM	8値VSB	530 kB	文献(3)
無線伝送	2S-P1	4相PSK	7.87 MB	
	2S-P2	"	6.31 MB	
	11/15S-P1	"	32 MB	
	11S-P1	"	97.7 MB	
	20G-400M	"	200 MB	文献(1)
	—	8相PSK	7.87 MB	文献(4)
衛星通信	SPADE	4相PSK	32 kB	
	—	8相PSK	30 MB	文献(5)
導波管伝送	W-40G	4相PSK	400 MB	文献(2)
	WT-4	2相PSK	274 MB	不図B.T.L.

多くの搬送周波数を配置する方法、他方では先に述べたように多相多値化送を行ない、一搬送波で伝送できる情報量を増大する方法の二つ方向が考えられる。この二つの方向をどのように用いるのが有利であるかを評価するひとつの判断基準として、図1に示すようなグラフを描くことができる。⁽²⁾

例えば、限られた伝送帯域内で、できるだけ多くの情報伝送を行なおうとした場合、横軸(基準化伝送容量)の0.64以上では、帯域制限を行なって2相同期検波PSKで伝送するよりも、4相同期検波PSKの方が有利であり、0.64以上では2相よりも8相同期検波の方が有利である。しかし、4相同期検波と8相同期検波とでは、4相の方が常に有利であり、このことから、必ずしも多相化を行なうことが与えられた伝送帯域内で多くの情報を伝送するのに有利であるとは限らないことが示されている。これは多相化するにつれ、位相平面が効率的に利用されなくなるためと考えられる。

この問題を解決するため振幅変調(ASK)と位相変調(PSK)を組合わせた、いわゆるAPSK方式がCahnやHancock, Luckyらによって1960年代に提案され、その後の検討により8値以上では、PSKあるいはASKのみの方式にくらべAPSKの方が所要C/N(Carrier to Noise Ratio)が少なくて済むことが明らかとなった。⁽⁴⁾⁽⁷⁾ しかしながらAPSK方式については、その復調方法がかなり複雑になることから、あまり実用化された例がなく、これまで単なる理論的興味の範囲に留まっていた。しかし、最近に至って低速ではあるが8相2値APSKを用いた装置の試作例が報告されているほか⁽⁸⁾、米国でも衛星通信の周波数有効利用という観点からAPSKが検討されているようである。⁽⁹⁾ しかしながら、復調あるいは変調方法については、かなり複雑であり、そのまま形で一般の高速デジタル伝送方式に適用しにくい面がある。

本資料では、新たに重畳変調という概念を提案し、復調動作の一部を搬送波帯で行なうことにより、従来のものにくらべて簡単な構成のAPSK用変復調回路が実現できることを述べた。また、この概念を用いた変復調回路は、現在得られているW-40G方式用の800Mbit/s 4相PSK変復調技術・符号変換回路技術を大幅に変更せず、⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾ それらの組合せで実現できるため、高速搬送波デジタル伝送方式一般に対し広く応用できると考える。

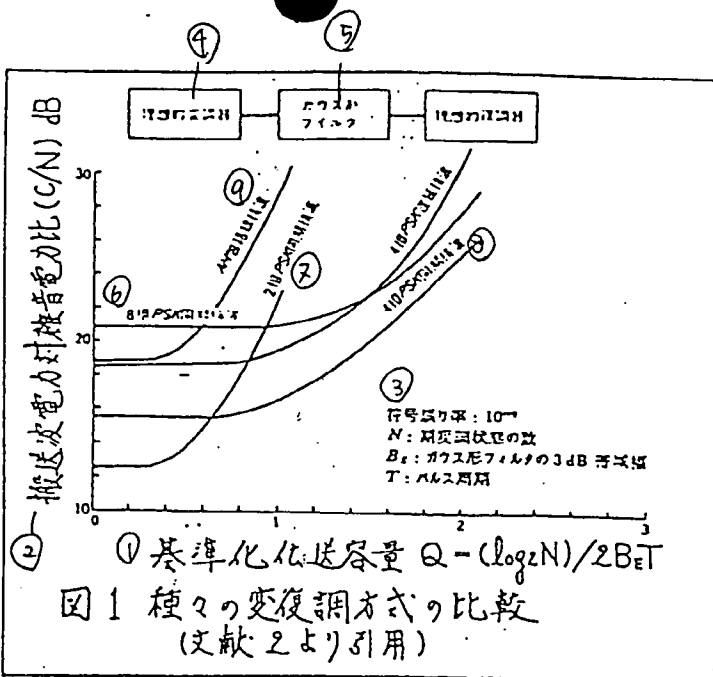
2. APSK方式の比較

従来、APSK方式については種々の形が提案されているが、ここでは、ASK, PSKを含めて、そのうちの代表的な幾つかの方法について比較してみる。

図2(a)～(e)に代表的な多値変調の例を示す。(a)は振幅変調、(b)は位相変調、(c)は振幅位相変調(Circular Type)、(d)は直交多レベル変調である。また(e)は同じ情報量を伝送する場合所要C/Nが最も小さくて済む信号配列を示したものである。また、(f)は後に述べる重畳変調の原理によって、ほぼ(e)に近い変調ベクトル配列を得る新しい方式を示したものである。

図3に、これらの変調方式に対し最大振幅を1として信号点間距離の半分の長さd(識別レベルまでの距離)を伝送レベル幅を横軸にとって示したものである。たて軸の読みは、このままで2相同期検波方式の場合からC/Nを劣化を示している。

図3より、図2の(e), (f)の形のAPSK方式が同じ符号誤り率を得るのに最も所要C/Nが少なくて済む方式であることがわかる。また、この図からも(b)のような単に相数を増やした位相変調



方式は不利であることかみかえる。一方、後述する重畳変調の概念を用いれば、(f)のAPSK方式のみならず、(d)の直交多レベル変調等が容易に実現できるので、きわめて有利な変調方法であると考えられる。

3. 重畳変調の原理

ここでは、現在得られている800Mb/s 4相位相変復調技術・符号変換回路技術を大幅に変更しないで適用でき、現在の技術で実現できる可能性のある「重畳変調」と名づけた従来の多値変復調方式を示す。

簡単のために16値伝送の場合を例にとり説明する。例えは、図4の変調回路において、2つの情報系列1, 2によって4相位相変調回路Iを駆動すると、図5(a)のような変調ベクトルを得る。これを ϕ_1 パスの信号と呼ぶものとする。次に情報系列3, 4によって4相位相変調回路IIを駆動し、得られた変調信号(図5(b)に示す。これを ϕ_2 パスの信号と呼ぶものとする。)を ϕ_1 パスの信号と適当な振幅と位相で重畳すると、図5(c)に示すような16個の変調信号ベクトルを得る。

また、図々(ロ)のように4相位相変調回路の直列接続を用いても同様の結果が得られるが、波形歪の点で(イ)が有利である。

次に、復調方法について述べる。上記APSK信号の具体的な復調回路構成を図6に示す。図6において点線で囲んだ部分は、再変調比較形搬送波抽出回路と呼ばれているものと同一の構成である。この回路で図5(c)のAPSK信号を受信すると、 ϕ_1 パスの変調波は、 ϕ_2 パスの変調波により、振幅および位相が振られているが(すなわち、 ϕ_2 パスの変調波は ϕ_1 パスの変調波に対して一種の干渉信号になっていると考えられる。)4相位相変調波として識別できる領域がまだ残っているので、図6の復調回路は ϕ_1 パスの信号を4相同期検波復調で

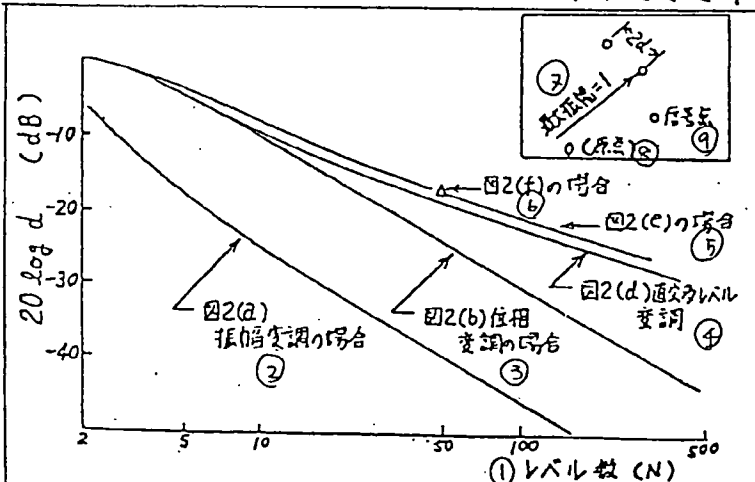


図3 伝送レベル数と信号点間距離の平方の長さdの関係

(a) 振幅変調

(b) 位相変調

(c) 振幅・位相変調
circular type

(d) 直交多レベル
変調

(e)

(f)

図2 多値変調の例
(矢印は最大振幅を示す)

4. 重畳変調による多値変復調回路の実現性について

さて述べたように重畳変調という概念を用いれば、これまでに確立された技術を組合わせて多値変復調方式を実現でき、かつ、この方式では多値化のための特別な論理演算回路を必要としないという特長がある。しかしながら16値という多値変調を行なっているため、各回路の特性を厳しく抑える必要があることには変わりがない。特に本方式では、変調波や復調用基準搬送波の位相・振幅を正確に制御する技術の裏付けがなければ、回路の実現は不可能であると考えられる。筆者らは、これまでミリ波導波管伝送方式(W-40G方式)を対象として、高速4相PSK変復調回路の検討を行なってきたが、その主たる技術的特長は以下のようなものと考えられる。⁽¹⁰⁾

(i) 400MB4相PSKという高速多相変調を新たに開発したリンク変調器を用いて行ない、変調角度誤差 $\pm 1.5^\circ$ 以下、変調振幅偏差 0.2 dB 以下という、きわめて良好な特性を有する変調波を発生する技術を確立した。また、変調器として二重平衡形のリンク変調器を選んだことにより、高速変調時に発生するパルス幅変動や波形歪を小さく抑えることが可能となった。

(ii) 基準搬送波抽出回路として、高速PSK信号に適していると考えられる再変調比較形搬送波抽出回路を選ぶとともに、ミリ波導波管伝送方式に特有な周波数変動の影響を避けるため、これに無定値形の位相制御機能を附加した。(図8参照) これにより周波数変動があっても安定な搬送波抽出を行なうことが可能となった。現在、 $1700 \pm 14\text{ MHz}$ の周波数変動ならびに $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ の温度変動に対し、抽出搬送波の位相誤差を $\pm 4^\circ$ 以内に抑圧する技術が確立している。

以上、述べた結果から高速PSK信号の変調・復調における位相ならびに振幅の制御技術が確立していると考えられるので、この技術を試案の重畳変調方式に適用すれば、現在の技術レベルで高速の多値変復調方式を実現できる可能性がある。

重畳変調方式実現の第1の鍵は第1パスの信号を再生するにあたって搬送波同期が確立するか否かにある。すなわち第1パスの信号にとって第2パスの信号は一種の干渉信号と考えられるからである。第2パスの信号レベルが小さければ、当然のことながら第1パスの信号に対する同期は容易に確立する。第1パスの信号振幅 A_1 に対して、第2パスの振幅 A_2 をどの程度にすべきか?ということもまた重畳変調方式を用いる多値変復調の重要なパラメータの一つである。

先に述べたW-40G方式用の復調回路を用いた検討結果によれば、第2パスの信号を1つの位相に固定した場合——すなわち第1パスに対してCW干渉を与えたことと等価——については、 $20\log_{10}(A_1/A_2) = 7\text{ dB}$ 程度まで、第1パス用復調回路の搬送波同期が確立できることを実験的に確認した。ちなみに $20\log_{10}(A_1/A_2) = 6\text{ dB}$ の場合は図2(d)の直交多レベル変調(QAM)に等価である。

また、第1パスの信号を11段のM系列符号で変調し、第2パスの信号を15段のM系列符号

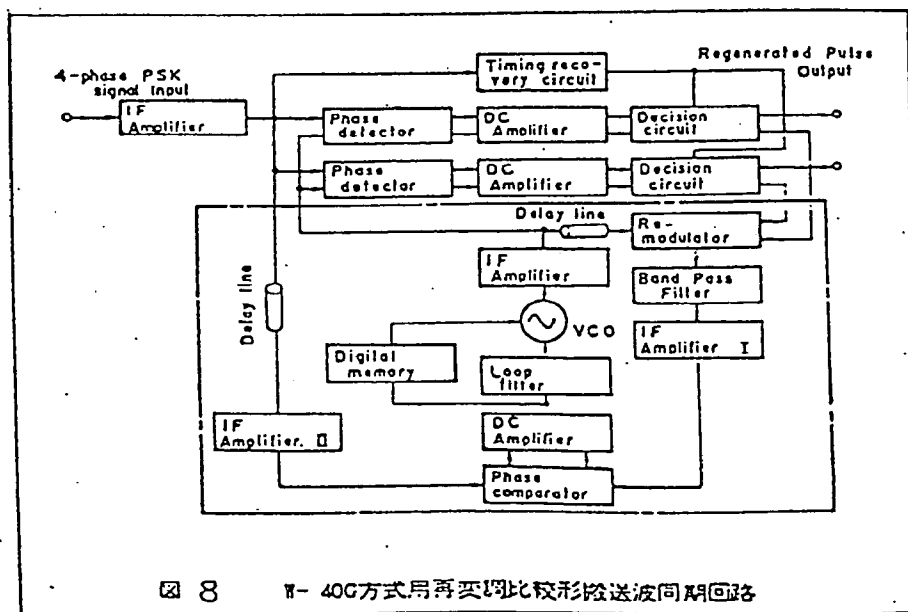
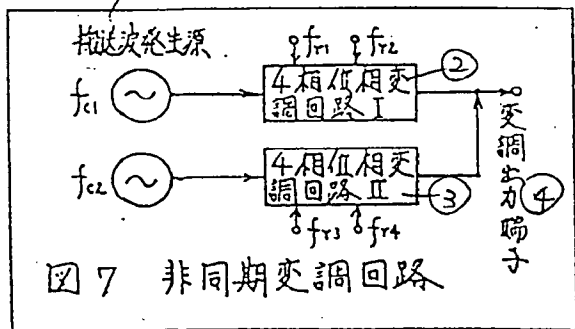


図8 W-40G方式用再変調比較形搬送波同期回路

て変調した時、第1パスと第2パスの振幅比(A_1/A_2)をパラメータとして第1パスのC/N対符号誤り率特性を測定した結果を図9に示す。これから A_1/A_2 が小さくなるに従って符号誤り率特性が劣化し、かつ引込み位相の違いによる誤り率のバラツキが大きくなる傾向が見られることがわかるが、 A_1/A_2 が9dB程度であれば、 $A_1/A_2 = \infty$ に対する符号誤り率の劣化はC/N換算で10dB程度におさまる。

なお、本測定時におけるC/Nは第1パスのC/N(すなわち A_1^2/N)を意味している。また、本実験では第1パス信号の復調回路においてタイミング抽出に関する特別な配慮を行なっており、4相PSK信号に対して設計された包絡線検波型タイミング抽出回路⁽¹⁰⁾を用いた。

図10に第1パス用復調回路ならびに第2パス用復調回路の検波出力アイパターンの測定結果の1例を示す。また図11に第1パス用復調回路の検波出力アイパターンの計算結果の1例を示す。これらの図から第1パスの復調はかなり良好に行なわれていると推測され、従って、重畳変調方式に対して現在の変復調技術を適用すれば、かなりの高速領域においても多値変復調方式実現の可能性が高いと考えられる。

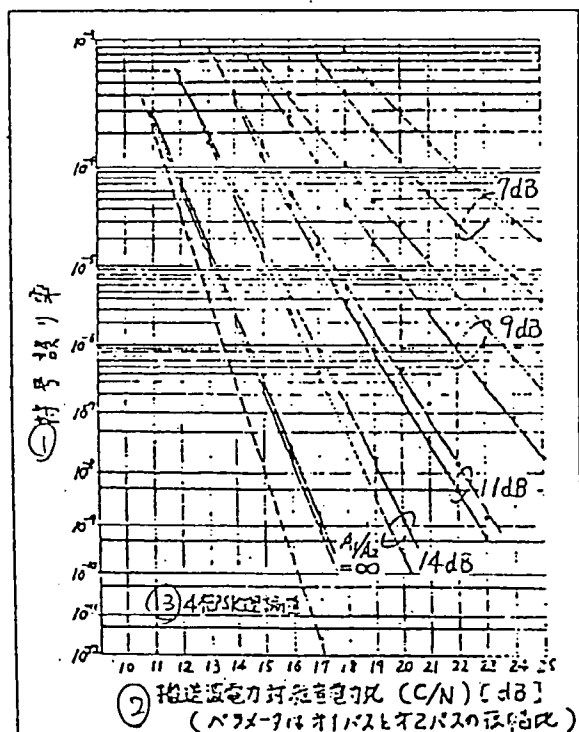
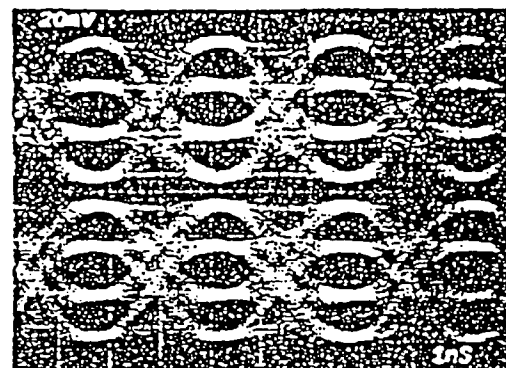
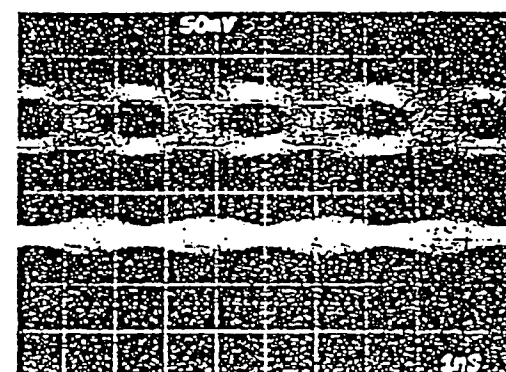


図9 第1パスの符号誤り率特性



③ 同相チャンネル
検波出力



④ 直交チャンネル
検波出力

⑤ 第2パスの
検波出力

⑥ 第2パスを無
変調とした時
の検波出力

図10 検波出力 Eye Pattern

1ns/DIV

① 上: 第1パス用復調回路

② 下: 第2パス用復調回路

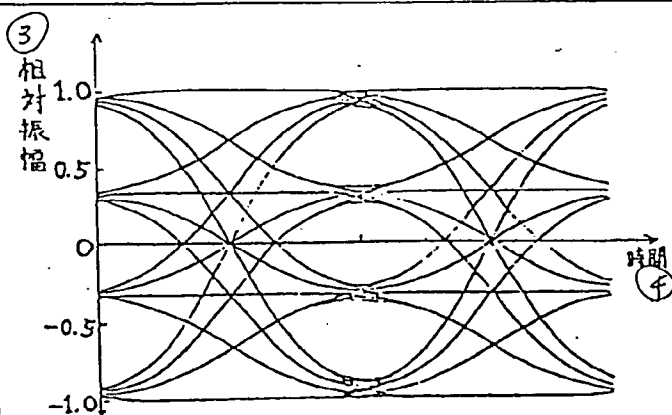


図11 第1パスの復調 Eye Pattern

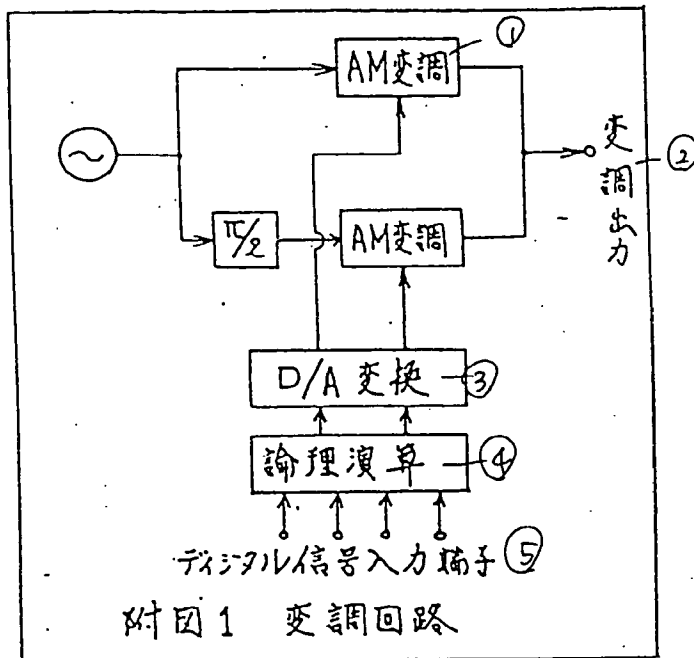
$A_1/A_2 = 6\text{dB}$ $BT = 10$

① B: 伝送系の3dB帯域幅

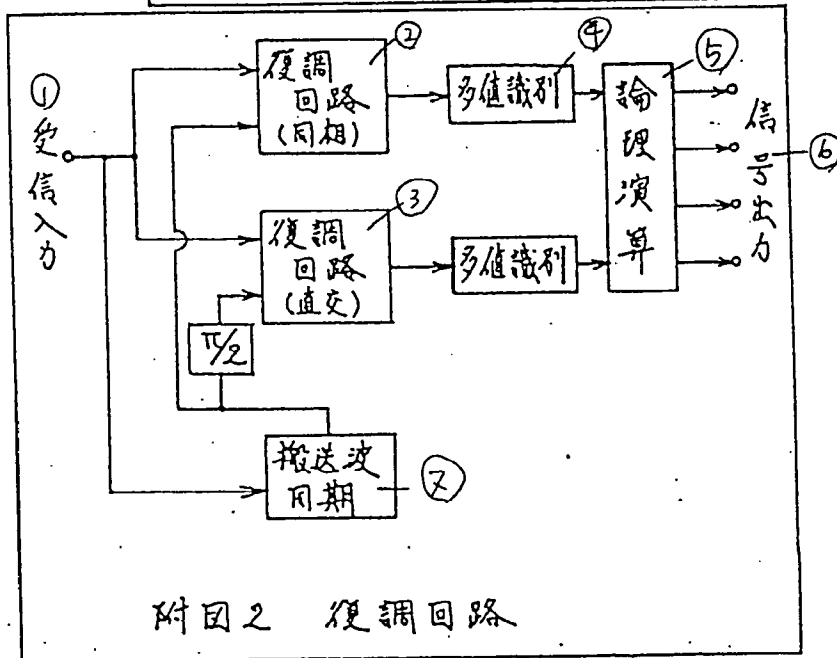
② T: パルス繰返し周期

附 録

重受変調原理を用いる場合の多値変調方式の1例



附図1 変調回路



附図2 復調回路

DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SYSTEMS

K. SAM SHANMUGAM

University of Kansas

John Wiley & Sons

New York / Chichester / Brisbane / Toronto / Singapore

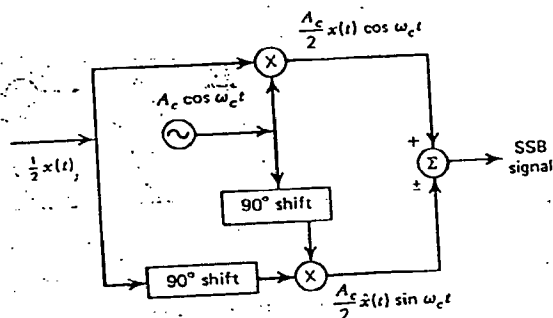


Figure 6.14 Phase-shift SSB modulator.

$\hat{x}(t)$ is obtained from $x(t)$ by shifting the phase of every spectral component of $x(t)$ by 90° . A phase-shift SSB modulator consisting of two DSB (product) modulators and appropriate phase-shift networks is shown in Figure 6.14. The design of the phase-shift circuitry is not trivial and imperfect design generally results in distortion of the low-frequency components. An alternate method of generating SSB signals is discussed in Problem 6.24.

Rather than using a synchronous demodulator, we may add a carrier component to the SSB signal (preferably at the transmitter) and attempt to demodulate the SSB signal using an envelope demodulator. However, this procedure will lead to some signal distortion and waste of transmitted power as discussed in the following section.

Vestigial-Sideband Modulation (VSB). Many message signals such as television video, facsimile, and high speed data signals have very large bandwidth and significant low-frequency content. SSB modulation may be used to conserve bandwidth, but practical SSB modulation systems have poor low-frequency response. While DSB works well for messages with significant low-frequency content, DSB transmission bandwidth is twice that of SSB. A modulation scheme that offers the best compromise between bandwidth conservation, improved low-frequency response, and improved power efficiency is vestigial sideband (VSB) modulation.

VSB modulation is derived by filtering DSB or AM signals in such a fashion that one sideband is passed almost completely while only a trace of the other sideband is included. A typical VSB filter transfer function is shown in Figure 6.15. An important and essential requirement of the VSB filter $H_{VSB}(f)$ is that it must have odd symmetry about f_c and a relative response of $\frac{1}{2}$ at f_c . The VSB sideband filter has a transition interval of width 2α Hz, and the

Copyright © 1979, by John Wiley & Sons, Inc.

All rights reserved. Published simultaneously in Canada.

Reproduction or translation of any part of this work beyond that permitted by Sections 107 and 108 of the 1976 United States Copyright Act without the permission of the copyright owner is unlawful. Requests for permission or further information should be addressed to the Permissions Department, John Wiley & Sons.

Library of Congress Cataloging in Publication Data:

Shanmugam, K. Sam.

Digital and analog communication systems.

Includes bibliographical references and index.

1. Telecommunication.
2. Digital communications.
3. Information theory.
4. Signal theory (Telecommunication) I. Title.

TK5101.S445 621.38 78-26191
ISBN 0-471-03090-2

Printed in the United States of America

20 19 18 17 16 15 14 13

INSPEC-AN 4481607

Multi-Level Block Coded Modulations with Unequal Error Protection for the Rayleigh Fading Channel

EXRV

Nambi Seshadri, Carl-Erik W. Sundberg
 AT&T Bell Laboratories, Signal Processing Research Department
 600 Mountain Avenue Murray Hill, New Jersey 07974, USA

Abstract. Block coded 8-DPSK modulations are presented for the time selective Rayleigh fading channel. These coded modulations are based on multi-level code constructions and utilize short binary block codes of length 2 to 8 (binary symbols) as building blocks to construct 8-DPSK codes of length 2 to 8 symbols, respectively. All the constructed block coded modulations have a built in time diversity of at least 2 to combat Rayleigh fading. Unequal error protection (UEP) is obtained by providing higher time diversity for the important data. Further UEP can be obtained by using a non-uniform signal constellation that provides higher product distance (through increased component Euclidean distance) for the more important data. Low transmission delay is obtained by matching the code rate and interleaver to the channel conditions (Doppler spread). Block coded 8-DPSK schemes with rate 1.5-2.25 information bits per symbol and code length 2 to 8 symbols have been designed and simulated for various values of Doppler spread. Gains of more than 15 dB can be obtained at a bit error rate of 10^{-3} for a fraction of the data that is deemed to be most important. By using different binary codes in the multilevel scheme and by using different nonuniform signal constellations, the unequal error probability profile and the data rates can be controlled in a flexible manner.

1. INTRODUCTION

Medium bit rate speech coders (6,500-13,000 bit/s) are currently being made a part of various first generation digital cellular radio systems. There is already a considerable amount of work in progress on the development of second generation systems that will double the capacity, primarily by reducing the speech coder rate by a factor of 2. Even the first generation systems barely provide toll quality speech. It is expected that the second generation speech coder will be at most as good as the first generation coders, computationally more intensive and subject to higher delay. It thus seems difficult to achieve an increase in capacity (by a factor of 2) from the speech coder alone.

Other ways to increase the capacity include bandwidth and power efficient modulation techniques, smaller cell sizes, increased frequency reuse by interference cancellation techniques, adaptive channel assignment and power control techniques. In this work we consider bandwidth and power efficient coded modulation techniques as a means of increasing the capacity. Alternatively, higher quality speech can be obtained by increasing the speech coder rate.

Performance and design of uncoded modulations and coded modulations for the additive white Gaussian

and the ideal, fully interleaved, Rayleigh fading channels is a well understood problem [1-18]. However, there are two desirable properties that an uncoded as well as coded modulation scheme must possess for transmission of digitized speech. The first desirable property is low delay for two way speech communications while second property is unequal error protection (UEP). The latter property has received very little attention in the coded modulation literature.

The first desirable property is low end-to-end delay. In order to realize the full benefit of the coded modulation scheme, i.e., to obtain an error rate that varies inversely as the SNR raised to a power that is determined by the minimum Hamming distance of the coding scheme. It is important for the fading to be independent symbol to symbol. This can be achieved through the process of interleaving. Here, the code symbols are arranged in a rectangular array of size $M \times N$. The code sequence is written row by row and transmitted column by column. The number of rows, or the depth of the interleaver, should be at least as large as the average fade duration. The number of columns should be equal to the decoding depth. For a fixed interleaver depth, short block codes or short constraint length trellis codes have small decoding depth and hence reduce the end-to-end delay which is highly desirable in a speech communication.

** EPOQUE **
** LITERATURE **
** DOCUMENT **
** ORDERING **

LOCATION: MAIN BUILDING

URGENT : YES

ORDER-NR: 7 09/11/93 12*36*20

ADDRESSEE:

ROOM: 45 TEL: -3486

NAME: J. H. GRIES

PERSONAL COMMENT:

2ND ORDER

11-11-1993



14908

24.19
100

DOCUMENT:

- ...LI MAX
(1/1 INSPEC) - (C) INSPEC / EPO
- ---4481607---
- J JOURNAL
- T THEORETICAL
- MULTI-LEVEL BLOCK MODULATIONS WITH UNEQUAL ERROR PROTECTION FOR THE
RAYLEIGH FADING CHANNEL
- SESHADRI N. SUNDBERG C - E W
- EUR. TRANS. TELECOMMUN. RELAT. TECHNOL. (ITALY), EUROPEAN TRANSACTIONS
ON TELECOMMUNICATIONS AND RELATED TECHNOLOGIES, MAY-JUNE 1993, ITALY
- ISSN 1120-3862
- 4

NA

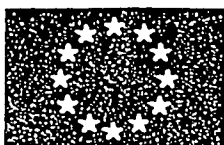
7745

91/100

+ filer pag. per post

BTUD
Spoedleverantie

11



EUREL Publication

European Transactions on Telecommunications and related technologies

EXRV

Vol. 4, No. 3, May-June 1993

Published by AEI (Italy) in cooperation with: AEE (Spain), AIM (Belgium), ASN/CPEF (Finland), KIVI (Netherlands), ODE (Portugal), ÖVE (Austria), SER (Sweden), SEV/ASE (Switzerland), SRBE/KBVE (Belgium), VDE (Germany). With the support of CEC

EDITOR IN CHIEF

M. Decina

BOARD OF DIRECTORS

Chairman: M. Decina (AEI) - *Members:* J.M. Ortiz Gonzales (AEE), AIM (to be appointed), G. Dell'Osso (CEC), A. Parviala (ASN/CPEF), I.G.M.M. Niemegeers (KIVI), A. Carvalho Fernandes (ODE), ÖVE (to be appointed), J.L. Massey (SEV/ASE), SER (to be appointed), P. Delogne (SRBE/KBVE), W. Rupprecht (VDE). *Secretary:* L. Antola

SCIENTIFIC BOARD

Chairman: M. Decina (I) - *Members:* J.C. Arnbak (NL), M. Bellanger (F), E. Biglieri (I), M. Börner (D), L. Calandrino (I), V. Cappellini (I), F. Carassa (I), A. Carvalho Fernandes (P), A. Danthine (B), P. Delogne (B), C. Egidì (I), F. Fedi (I), G. Franceschetti (I), E. Gatti (I), A. Gilardini (I), V. Grandis (CEC), J. Hagenauer (D), I. Hartimo (SF), H.L. Hartmann (D), J.H.M. Henaff (CNET), P.J. Kühn (D), R. Lehnert (D), W. Lin (T), J.L. Massey (CH), H. Meyer (D), V.A. Monaco (I), C. Mossotto (I), J.A. Nossek (D), H. Ohnsorge (D), R. Paul (D), M. Pent (I), T.R. Rowbotham (UK), W. Rupprecht (D), A. Sangiovanni-Vincentelli (USA), A. Schroth (D), K.U. Stein (D), F.L.H.M. Stumpers (NL), G. Tartara (I), P. Uslenghi (USA), G. Vannucchi (I), R. Van Overstraeten (B), P. Vary (D), B.L.A. Waumans (NL), G. Wiest (D), *Secretary:* L. Antola

TELECOMMUNICATION EDITORS

Editor in Chief: M. Decina, *Editor of Communication Theory:* E. Biglieri, *Editor of Telecommunication Systems:* J. Hagenauer, *Editor of Information Processing:* J.L. Massey, *Editor of Signal Processing:* M. Bellanger, *Editor of Communication Networks:* P.J. Kühn, *Editor of Optical Communications:* T.R. Rowbotham, *Editor of Computer Communications and Protocols:* A. Danthine

Contents

1994 International Zurich Seminar on Digital Communications	237	C-E. W. Sundberg, N. Seshadri	
Call for Papers (Speech Coding for Telecommunications)	238	<i>Coded Modulations for Fading Channels: an Overview</i>	309
Special Issue on Applications of Coded-Modulation Techniques		N. Seshadri, C-E. W. Sundberg	
Guest Editors: Umberto Mengali, Hikmet Sari		<i>Multi-Level Block Coded Modulations with Unequal Error Protection for the Rayleigh Fading Channel</i>	325
M. V. Eyuboglu, C. D. Forney, P. Dong, G. Long		J. DU, B. Vucetic	
<i>Advanced Modulation Techniques for V-Fast</i>	243	<i>Trellis Coded 16-QAM for Fading Channels</i>	335
P. S. Chow, N. Al-Dhahir, J. M. Cioffi, J. A. c. Bingham		S. A. Fechtel, H. Meyr	
<i>A multicarrier E1-HDSL Transceiver System with Coded Modulation</i>	257	<i>Matched Filter Bound for Trellis-Coded Transmission over Frequency-Selective Fading Channels with Diversity</i>	343
G. Karam, V. Paxal, H. Sari		<i>Optical Communications</i>	
<i>Block-Coded Modulation Using Reed-Muller component Codes and Multistage Decoding</i>	267	F. Di Pasquale, A. Gaibazzi, M. Zoboli	
P. Cremonesi, R. Pellizzoni, A. Spalvieri, E. Biglieri		<i>Analysis of Erbium Doped Fiber Amplifiers by Combined Runge-Kutta and Finite-Element Methods</i>	355
<i>An Adjustable-Rate Multilevel coded Modulation System: Analysis and Implementation</i>	277	<i>Computer Communications and Protocols</i>	
T. Palenius, A. Svensson		G. D. Stamoulis, E. D. Sykas, E. N. Protonotarios	
<i>Reduced Complexity Detectors for Continuous Phase Modulation Based on a Signal Space Approach</i>	285	<i>Approximate Analysis of Buffered Multiple-Access Protocols</i>	365
T. Woerz, J. Hagenauer		Contributors	385
<i>Decoding of M-PSK-Multilevel Codes</i>	299	New from CEC Information Technology and Telecommunications	383

Proprietaria ed Editrice: AEI - Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana - Viale Monza 259 - 20126 Milano

Direttore responsabile: G. Lucchini

© AEI 1990. I diritti di riproduzione anche parziale sono riservati.

European Transactions on Telecommunications and related technologies è pubblicata col concorso del Consiglio Nazionale delle Ricerche e della Fondazione Ugo Bordoni

Spedizione in abbonamento postale gruppo IV. La pubblicità non supera il 70% della superficie totale della rivista



Associato all'USPI - Unione Stampa Periodica Italiana

tion system. In this work, we consider short block coded modulation systems based on the multi-level coding idea.

The need for UEP arises because only a fraction of digitized speech data is extremely sensitive to channel errors. Thus, it is clearly a waste to provide uniform error protection to all the digitized speech data based on the error sensitivity of the important data. On the other hand, the performance degrades if uniform error protection is provided based on the less error sensitive data. Clearly, optimum utilization of transmission resources requires UEP. Another reason for UEP is that in cellular systems, the carrier-to-interference (C/I) ratio is different at various locations in a cell and it decreases as one moves closer to the cell boundary. Since we seek to provide the highest speech quality for a given C/I, adaptive speech and channel coding, which is difficult if not impossible to realize, is required. Hence, a UEP based scheme that delivers the most sensitive bits reliably throughout the cell is a robust solution. When the less important data are received error free, the highest quality is obtained. When they are received in error, the speech quality degrades somewhat but it is not catastrophic. UEP with binary codes have been studied before [19]. Very little work has been done in the area of UEP coded modulation schemes. The two known works for the additive white Gaussian channel are [20, 21] and the only known work which alludes to unequal error protection for the Rayleigh fading channel are [8] and [22]. This work expands on the work in [22].

We consider the two classes of coded modulation schemes that provide equal as well as unequal error protection, viz., the set partitioning technique of Ungerboeck [1] and the multi-level coding approach of Imai and Hirakawa [3].

Classical coded modulations as conceived by Ungerboeck [1, 2] for the Gaussian channel uses a signal constellation with 2^{m+1} signals to transmit m bits of information. The 2^{m+1} signal constellation are divided into subsets so that the intra subset signal space distance is greater than in the original constellation. A single (binary) channel coder of rate $m/(m+1)$ is used to select these signal points. One part of the channel coder output selects the signal subset to be used at every interval, and the other part selects the signal point from within the subset. For high channel signal-to-noise ratios, the channel code is designed to maximize the distance parameter of interest. For the additive white Gaussian noise (AWGN) channel, the parameter is the minimum Euclidean distance, and for the fading channel, it is primarily the minimum Hamming distance. A quantity called the product Euclidean plays a less important role for the fading channel. Good codes for the AWGN channel were found by Ungerboeck for phase shift keying (PSK) and quadrature amplitude modulation (QAM) signal constellations. Following these ideas, M-PSK trellis codes using a single channel code were also designed specifically for fading channels in [13, 18].

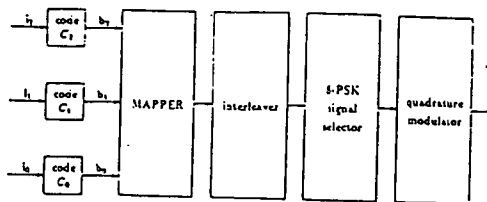


Fig. 1 - Block diagram of the three level encoder.

Multi-level coding is an alternative method for combined coding and modulation. The transmitter now consists of a number of parallel (and normally) binary encoders as shown in Fig. 1. The output of the encoders at each instant selects one symbol of the signal constellation. The maximum likelihood decoder operates on the joint state space of the encoders. This decoder may be too complex to realize in practice. Multi-stage decoding is a sub-optimal technique that guarantees the same asymptotic error performance as maximum-likelihood decoding. Calderbank [4], Pottie and Taylor [7], and Kasami et al. [9] have constructed multi-level coset codes for the AWGN channels. In [8], we showed that multi-level coding is an effective method of constructing trellis coded modulations with large time diversity. In order to reduce error multiplicity and error propagation due to staged decoding, a new decoding technique with interstage interleaving and iterative decoding was also proposed.

The method considered here as well as the prior techniques [20, 21] for the AWGN channel have their theoretic roots in the work of Cover [23] on broadcast channels. The problem that Cover considers is the achievable rate region for a broadcast channel consisting of one transmitter communicating to two or more receivers over channels that may have differing capacities. Cover showed that time sharing achieves any convex combination of the capacities. Further, it was shown that by super-imposable codes, one can extend the achievable rate region. While this extension does not dominate over the time sharing, it was shown to be preferable to time sharing in that for a small reduction in capacity for the low rate user, one can achieve the capacity for the high rate user.

Super-imposable codes are constructed by using multiple codebooks to transmit information. Each codebook has multiple codewords. The number of codebooks is determined by the lower of the two capacities (assuming two receivers) while the number of codewords in a codebook is determined by the higher capacity. The minimum distance between any two codewords in a codebook is smaller than the distance between two codewords chosen from different codebooks.

Selecting the codebook is done by a fraction of the information that is to be communicated reliably over both channels. The remaining information that is to be communicated reliably over only the higher capacity channel selects the codeword from the codebook for transmission. The low rate user will decode the recei-

ved codeword only to one of the codebooks with arbitrary accuracy while the high rate user will decode the received codeword to a codeword in one of the codebooks with arbitrarily low error probability.

The connection between coding for the broadcast channel and coding for a cellular application is that the mobile receiver may be anywhere in a cell and hence has a capacity that is spatially varying in a manner similar to spatially separated receivers in a broadcast application.

The paper is organized as follows. Section 2 presents the prerequisites. In section 3, we describe multi-level block coded modulation schemes. Two and three level 8-PSK (or differentially encoded, 8-PSK) codes are considered. Section 4 presents several examples of such codes. These examples feature equal as well as unequal error protection codes. In addition, uniform as well as non-uniform signal constellations are featured. Section 5 presents detailed simulation results and section 6 has conclusions. These codes exhibit equal and sometimes unequal error protection capabilities.

2. PREREQUISITES

2.1. Channel model and transmission format

The channel and the transmission model used in this paper are depicted in Figs. 2a) 2c). Digitized speech or any other data is first encoded by a multi-level block code. The encoded output is interleaved using a block interleaver as described in the introduction. The data from the interleaver is transmitted using differential eight phase shift keyed modulation (8-DPSK). At the receiver, the received data is differentially demodulated. The received symbols in the form of soft decisions are stored in the de-interleaving matrix (de-interleaver) at the same positions as in the interleaver and decoding is done row by row.

The 8-ary data out of the interleaver at time k is mapped to a complex 8-PSK signal. Prior to transmission, the 8-ary symbols are differentially encoded according to the rule

$$u_k = a_k \cdot u_{k-1} \quad (1)$$

where u_k is the output of the differential encoder at time k . These complex symbols are transmitted with a symbol rate of $1/T_s$. The fading channel imposes a complex multiplicative distortion

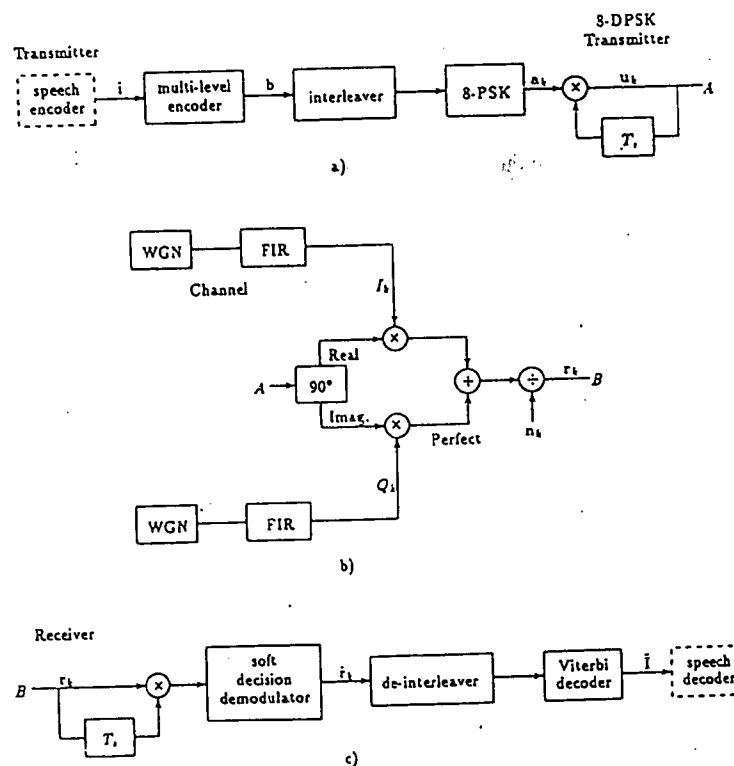


Fig. 2 - Transmission scheme and system model for simulation. a) Transmitter, b) Channel and, c) Receiver.

$$z_k = A_k e^{j\phi_k} = I_k + jQ_k \quad (2)$$

on the transmitted complex symbol u_k . Let \bar{E}_t be the average energy per transmitted symbol and \bar{E}/N_0 be the average SNR per transmitted symbol. The complex Gaussian noise variate n_k with $E[\text{Re}(n_k)^2] = E[\text{Im}(n_k)^2] = N_0/2$ is added to yield the received signal

$$r_k = z_k \cdot u_k + n_k \quad (3)$$

The output of the differential demodulator is given by

$$\hat{r}_k = r_k \cdot r_{k-1}^* \quad (4)$$

where $*$ denotes the complex conjugate.

The multiplicative distortion is generated by the channel model shown in Fig. 2b) where the normal and quadrature multiplicative distortions are generated by statistically independent white Gaussian variates that are filtered to give the desired correlation properties of the discrete fading process. We refer the reader to [19] for details about the parameters that characterize the correlation properties, and the FIR filter design.

2.2. Summary of known theoretical results about the error performance

The upper bound on the pairwise error event probability for the Rayleigh fading channel assuming ideal coherent detection and perfect interleaving can be written as

$$\bar{P}_E(a, c) \leq \prod_{k=1}^L \frac{1}{1 + \frac{\bar{E}_t}{N_0} d_k^2(a, c)} \quad (5)$$

where L is the length of the error event in symbols and $d_k^2(a, c)$ is the squared Euclidean distance at time k between 8-PSK signals modulated by coded data sequences a and c respectively. The number of dispositions in the error event which are non-zero is called the effective length of the error event and is denoted L' . This is the Hamming distance between coded data sequences a and c . Thus (5) can be written as

$$\bar{P}_E(a, c) \leq \frac{1}{\Gamma^{L'}} \cdot \frac{1}{[d_0^2(a, c)]^{L'}} \quad (6)$$

where $\Gamma = \frac{\bar{E}_t}{N_0}$ and $d_0^2(a, c)$ is the geometric mean of the non-zero squared Euclidean distance components in the error event. By summing over all the different error event, the union bound on the overall error probability is obtained. At large SNRs, the overall probability is dominated by the error event with the smallest Hamming distance D and this quantity is called the time diversity of the code. The quantity d_0^2 raised to the D -th power is called the product distance. We refer the reader to [24] and [13] for detailed description of the various distances.

UEP is provided by coding the important data in such a way that the minimum Hamming distance D between any two code sequences that correspond to two different important data sequences is greater than (or equal to sometimes) the minimum Hamming distance d between any two code sequences that correspond to two different less important data sequences.

A second way of getting a limited amount of unequal error protection is to ensure that the product distance between any two code sequences that are at the minimum Hamming distance for the important data is always higher than the product distance for less important data. A third way to achieve UEP is to reduce the proportionality constant in the overall error probability expression [8] for the important data. This constant roughly corresponds to the average number of nearest neighbors.

The second and third techniques are two ways of achieving a degree of unequal error protection when the minimum Hamming distance D for the important data is equal to the minimum Hamming distance d for the less important data. In principle, UEP can also be achieved by time sharing coded modulation schemes. However, Cover's [23] work suggests that the approach we consider is more desirable than time sharing. Furthermore, the time sharing method may cause longer delays due to multiplexing.

The second and third techniques are two ways of achieving a degree of unequal error protection when the minimum Hamming distance D for the important data is equal to the minimum Hamming distance d for the less important data. In principle, UEP can also be achieved by time sharing coded modulation schemes. However, Cover's [23] work suggests that the approach we consider is more desirable than time sharing. Furthermore, the time sharing method may cause longer delays due to multiplexing.

3. MULTI-LEVEL 8-PSK BLOCK CODES

3.1. Encoder and unequal error protection capability

Three-level 8-PSK codes

Let the uniformly spaced 8-PSK signal constellation

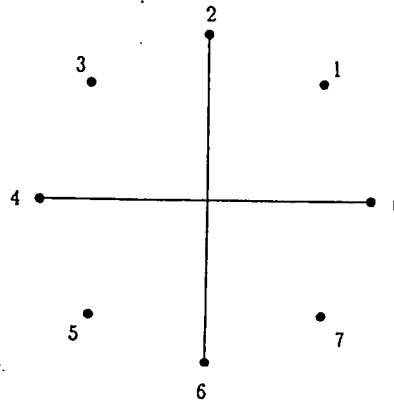


Fig. 3 - Uniformly spaced 8-PSK signal constellation with natural binary labeling.

be labeled as shown in Fig. 3. Consider the standard

binary expansion of any of the integers into b_2, b_1, b_0 . The three level code $C = \{C_0, C_1, C_2\}$ consists of binary component codes C_0, C_1 and C_2 with minimum Hamming distances d_{H0}, d_{H1}, d_{H2} and rates $k_0/n, k_1/n$ and k_2/n respectively. The input data I either from a speech encoder or some other source is partitioned into three data streams i_0, i_1 and i_2 which are encoded, by C_0, C_1 and C_2 respectively, to produce data streams b_0, b_1 and b_2 as in Fig. 1. The n -bit encoded data streams

$$\begin{aligned} b_0 &= (b_0^1, \dots, b_0^n) \\ b_1 &= (b_1^1, \dots, b_1^n) \end{aligned} \quad (7)$$

and

$$b_2 = (b_2^1, \dots, b_2^n)$$

select n signal points to be transmitted, where the 8-PSK signal selected at time k is indexed by $b^k = 4b_2^k + 2b_1^k + b_0^k$. This results in a $2n$ dimensional block coded modulation scheme. The minimum Hamming distance between any two different coded 8-PSK signal sequences or the built in time diversity of the coded modulation is given by

$$d_H = \min(d_{H0}, d_{H1}, d_{H2}) \quad (8)$$

This is easily seen by noting that if the decoded information sequence I has an error in the data stream i_0 , then the transmitted code sequence and the decoded code sequence should differ in at least d_{H0} symbol positions. Similar results hold for i_1 and i_2 , and the overall rate in bits/symbol is

$$R = \frac{k_0 + k_1 + k_2}{n} \quad (9)$$

It is also clear that the minimum Hamming distance between any two different code sequences corresponding to two information sequences that are encoded by C_0 is d_{H0} . Similarly, the minimum Hamming distance between any two sequences that are encoded by C_1 is d_{H1} and those that are encoded by C_2 is d_{H2} . By choosing d_{H0}, d_{H1} and d_{H2} differently, one can obtain up to 3 levels of error protection.

It is seen that those bits that are encoded by code C_0 are subject to a product distance of $(0.587)^{d_{H0}}$ for a uniformly spaced constellation on the unit circle. If d_{H0} is chosen to be greater than d_{H1} or d_{H2} then some UEP capability may be lost because of the small product distance. Thus, a non-uniform signal constellation may help to increase the product distance for the less important bits. This may easily translate into several decibels of improvement on a Rayleigh fading channel.

Two-level 8-PSK codes

Two level codes $C = \{C_0, C_1\}$ can be constructed by using a $R = 1/2$ maximal free distance convolutional code C_0 to address bits b_0 and b_1 of the 8-PSK constella-

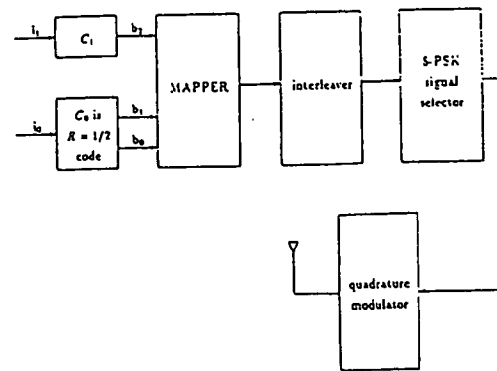


Fig. 4 - Block diagram of the two level encoder.

tion while b_2 is addressed by code C_1 whose input are the less important bits. A two level encoder is shown in Fig. 4. Two level codes are used to provide more error protection to 50% of the bits. The minimum Hamming distance for the important bits is upper bounded by $d_{free} - 2$. (For the maximal d_{free} code, the code sequences differ by two bits when they diverge from and merge into a state. This contributes to Hamming distance of 4, in bits and two in symbols). The minimum Hamming distance for the less important bits is 1 if C_1 is a rate $R = 1$ code. For a small sacrifice in rate, the free minimum Hamming distance can be increased to 2 by using a $(n, n-1, 2)$ parity check code for C_1 . Such two level constructions for AWGN channel were considered by Calderbank [4]. The code rate is $2 - 1/n$ bits/symbol.

By changing the labeling of the signal constellation one can vary the product distance as well as the number of nearest neighbors for the important as well as the less important bits. Further increases in diversity for the less important bits may be obtained by using a lower rate code for the less important bits. Two level codes are well suited for providing increased error protection to 50% of the important bits. Three level codes with uniform spacing of the signal points are suitable for providing increased error protection to less than 50% of the important bits. Three level codes with non-uniform spacing can provide increased error protection to more than 50% of the data.

3.2. 8-PSK constellations

We consider four uniform and non-uniform signal constellations in this work. In addition to the uniform constellation of Fig. 3, the constellations of Figs. 5, 6 and 7 are considered. Fig. 5 shows a uniform 8-PSK constellation but with Gray coded labeling while Figs. 6 and 7 show two non-uniform constellations. The non-uniform constellation of Fig. 7 has 4 clusters of points, with each cluster separated by 60° and within each cluster, there are a pair of points that are separated 30° . The non-uniform constellation of Fig. 6 has two clusters of points, where the clusters are separated by 90° , and within each cluster there are 4 signal points that are separated by 30° .

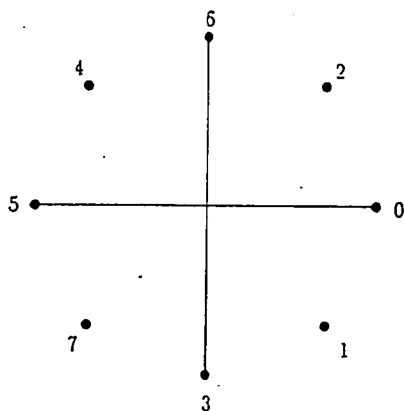


Fig. 5 - Uniformly spaced 8-PSK constellation used in the simulations.

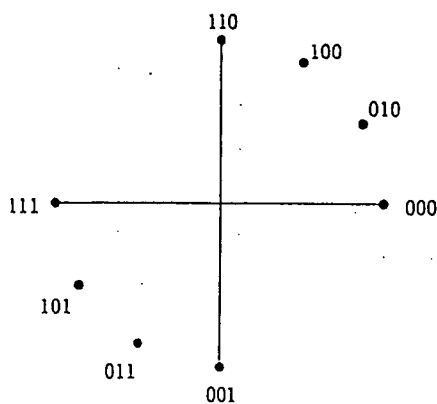


Fig. 6 - A non-uniformly spaced 8-PSK constellation used in the simulations.

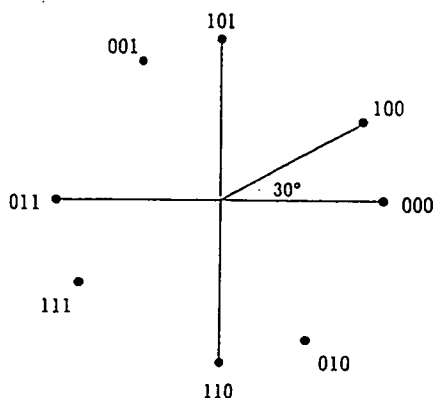


Fig. 7 - Non-uniformly spaced 8-PSK constellation used in the simulations of Figs. 8 and 9.

3.3. Decoder

Optimal decoding of the multi-level code is performed by a maximum likelihood decoder which jointly decodes

the component codes. If the multi-level code is a three level code, and if the individual codes C_0 , C_1 and C_2 can be decoded by finite state trellises with s_0 , s_1 and s_2 states respectively, then the optimal multi-level decoder can be decoded by a trellis with at most $s_0 \cdot s_1 \cdot s_2$ states. Sub-optimal staged decoding is preferred when the optimal decoding complexity is high. Here C_0 is decoded first followed by C_1 and then C_2 . The decoding complexity is then given by a trellis decoder with $s_0 + s_1 + s_2$ states. The performance degrades because in decoding C_0 , information about C_1 and C_2 are not used. This increases the effective error multiplicity. For the fading channel, this increase can result in a significant reduction in coding gain especially probabilities of 10^{-3} to 10^{-4} . Further, when bit error probability rather than block error probability is the quantity of interest, an error in decoding C_0 can result in many errors in decoding C_1 . This is because in decoding C_1 , it is assumed that C_0 has been decoded correctly. In order to reduce the error multiplicity and the error propagation, a modified multi-stage decoder with interleaving and iterative decoding was proposed in [8]. The end-to-end delay increases due to the use of this additional interleaver. If conventional multi-stage decoding has to be used, then C_0 should be made much more powerful than C_1 or C_2 . This is the reason why only a small fraction of the data can be afforded much higher protection with three level codes.

4. MULTI-LEVEL 8-DPSK BLOCK CODE CONSTRUCTIONS FOR THE RAYLEIGH FADING CHANNEL

In this section, we consider block coded modulations constructed using both setpartitioning based techniques and multi-level based techniques. The multi-level codes (as well as set partition codes) are decoded optimally unless otherwise is stated.

4.1. 4-Dimensional block code

Example 1: A 4-dimensional block code of rate 1.5 bit/symbol is formed by considering the 8-PSK/8-PSK (uniform) constellation and selecting the 8 points $\{(0, 0), (1, 5), (2, 2), (3, 7), (4, 4), (5, 1), (6, 6), (7, 3)\}$. This code has a minimum Hamming distance of a 2 and a product distance of 2 which are the maximum possible distances for the given dimension and rate. The code does not provide any UEP however. In order to provide UEP, a non-uniform signal constellation is needed. The code proposed here is useful for the reason that the code length is only two symbols and hence maximum interleaving depth is obtained for a given overall delay. Further, this is the shortest code that provides diversity using 8-PSK constellation.

Example 2: (1.5 bit/symbol) In order to achieve UEP with 4-D-BCM, we propose to use a non-uniform 8-PSK constellation of Fig. 7 and use three (2, 1, 2) repetition codes to address the 8-PSK constellation. The product distance for 66% of the important bits is 1 while for the less important bits it is 0.07. The number of nearest neighbors

is 1 and the number of information bit errors corresponding to the nearest neighbors is 1. In contrast, in example 1, the product distance is 2 while the number of nearest neighbors is 4 and the average number of bit errors for the nearest neighbors is greater than 1 (depending on the mapping rule).

Example 3: (2.0 bit/symbol) In order to achieve a diversity of 2 and stay with a block length of two symbols and rate $R = 2$ bit/symbol, it is necessary to use a 16-PSK constellation. The 4-D-16PSK constellation is $\{(0,0), (2,2), (4,4), (6,6), (8,8), (10,10), (12,12), (14,14), (1,7), (3,9), (5,11), (7,13), (9,15), (11,1), (13,3), (15,5)\}$. If a uniform 16-PSK constellation is used, then the product distance is $(0.587)^2$.

4.2. 8-Dimensional block codes

Example 4: (1.75 bit/symbol) An 8-dimensional 8-PSK block code of rate 1.75 bit/symbol provides UEP to about 14.3% of the bits using the constellation of Fig. 3. The code is formed by using a repetition code C_0 of rate $R_0 = 1/4$ bit/symbol, and two zero sum codes C_1 and C_2 of rate $R_1 = 3/4$ bit/symbol. The minimum Hamming distance for this code is 2. However two different code sequences of C_0 differ by a least a Hamming distance of 4. Thus bits encoded by C_0 are subject to a lower error probability than those of C_1 and C_2 . We note that the depth of interleaving is reduced by a factor of 2 for this code as compared to the 4-D code. The product distance for the important bits is $(0.587)^4$ while it is $(2)^2$ for the less important bits. Thus, at low SNR's, the diversity gain for the important bits may be offset by the small product distance.

Example 5: (1.75 bit/symbol) In order to increase the product distance for the less important data and to decrease the number of nearest neighbors, the non-uniform constellation of Fig. 6 is used along with the codes of example 4. The product distance for the important data is $(2)^4$.

Example 6: (1.75 bit/symbol) A lesser spread between the coding gain for the important and less important data than example 4 but more than example 5 is obtained by using the Gray coded labeling of Fig. 5. The product distance for the important as well as the less important data is $(0.587)^4$. However the number of nearest neighbors is smaller. We note that the product distance for the less important data of example 4 is $(2)^4$.

Example 7: (2 bit/symbol) A rate $R = 2$ bit/symbol code is obtained by considering the 4-dimensional 8-PSK/8-PSK uniform constellation and partitioning it into 4 subsets $\Omega_{00}, \Omega_{01}, \Omega_{10}$ and Ω_{11} which are given by

$$\Omega_{00} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 5 \\ 2 & 2 \\ 3 & 7 \\ 4 & 4 \\ 5 & 1 \\ 6 & 6 \\ 7 & 3 \end{bmatrix} \quad \Omega_{01} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 1 & 7 \\ 2 & 4 \\ 3 & 1 \\ 4 & 6 \\ 5 & 3 \\ 6 & 0 \\ 7 & 5 \end{bmatrix} \quad \Omega_{10} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 1 & 1 \\ 2 & 6 \\ 3 & 3 \\ 4 & 0 \\ 5 & 5 \\ 6 & 2 \\ 7 & 7 \end{bmatrix} \quad \Omega_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 1 & 3 \\ 2 & 0 \\ 3 & 5 \\ 4 & 2 \\ 5 & 7 \\ 6 & 4 \\ 7 & 1 \end{bmatrix}$$

Transmission of 8 bits over four 2-D intervals is accomplished as follows. Two of the input bits select one of the subsets (a repetition code in $GF(4)$) which remains the same over two consecutive 4-D intervals. Out of the remaining 6 information bits, the first three select the first 4-D signal point to be transmitted over the first two 2-D intervals and the last three select another 4-D signal point for the last two 2-D intervals.

The product Euclidean distance is 2. The trellis is shown in Fig. 8. Decoding is accomplished by finding the most likely survivor at each state by choosing the best 4-D symbol from each of the subsets. This code does not provide unequal error protection.

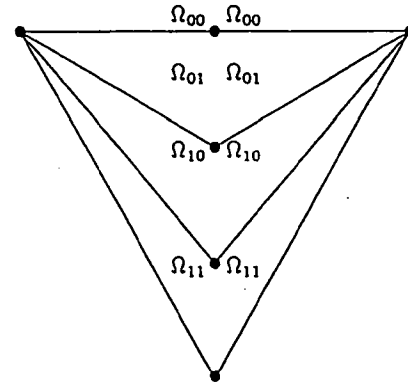


Fig. 8 - Trellis for the 8-D BCM.

4.3. 16-Dimensional block codes

Example 8: (1.875 bits/symbol) A 16-dimensional rate $R = 1.875$ bits/symbol is formed by choosing C_0 to be the (8,4,4) Hamming code and C_2 to be a (8,7,2) parity check code. The rate is increased to 2.25 bits/symbol by changing C_1 to a (8,7,2) parity check code. The product distance for the important bits with uniform constellation and natural mapping is $(0.587)^4$.

Example 9: (2.25 bits/symbol) At the cost of higher decoding complexity, a rate of 2.25 bit/symbol is obtained by using a (8,4,4) extended Hamming code for C_0 , with C_1 and C_2 being (8,7,2) zero sum codes in $GF(2)$.

5. SIMULATION RESULTS

The error performance of various schemes proposed here have been evaluated by means of simulations and these results are presented below. The carrier frequency is 900 MHz and the channel is a time selective Rayleigh fading channel. The Doppler bandwidth is defined in Hertz to be $f_d = v/\lambda$ where v is velocity in meters/s and λ is the wavelength of the carrier in meters. Unless mentioned, interleaving is performed over 200 symbols. The interleaving depths are then 100, 50 and 25 for the 4-D, 8-D and 16-D schemes respectively. Two coding

gains are provided, i) for the important data (Γ (dB)) and ii) for the less important data (γ (dB)). The coding gain is measured at a bit error rate of 10^{-3} against uncoded 4-DPSK.

5.1. 4-D block coded modulation schemes

Fig. 9 shows the simulation results for the 1.5 bit/symbol BCM scheme of example 1. At a bit error rate of 10^{-3} , a coding gain of about 14 dB is obtained over uncoded 4-DPSK. By using the non-uniform constellation of Fig. 7, and additional gain of 2 dB is obtained for two-thirds of the data. The simulation results using this non-uniform constellation are shown in Fig. 10. The error rate worsens as the Doppler bandwidth decreases because the interleaving depth is not adequate to guarantee uncorrelated fades for the symbols of a codeword.

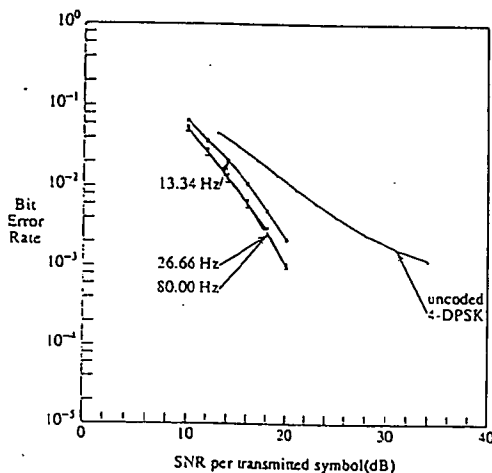


Fig. 9 - Simulated BER for the $R = 1.5$ bit/symbol BCM scheme of example 1.

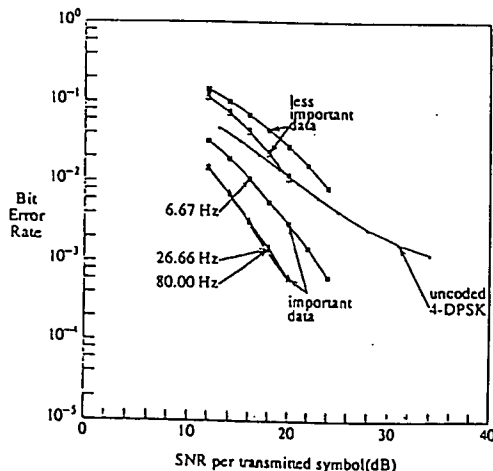


Fig. 10 - Simulated BER for the $R = 1.5$ bit/symbol BCM scheme of example 2 for three different Doppler bandwidths.

5.2. 8-D block coded modulation schemes

Fig. 11 shows the simulation results for the rate $R = 1.75$ bit/symbol scheme of examples 4, 5, and 6. At a bit error rate of 10^{-3} , the coding gain, using the constellation of Fig. 3, for the important data over uncoded differential QPSK (4-DPSK) is about 17 dB while for the less important data is about 13 dB. By using the constellation of Fig. 6, the gain for the important data increases to about 25 dB while the gain for the less important data reduces to about 5 dB. The reason for such a drastic increase in the gain is mainly because of the fact that product distance increases from $(0.587)^4$ for constellation of Fig. 3 to $(2)^4$ for constellation of Fig. 6. In addition, the average number of nearest neighbors also has decreased. A smaller spread is obtained by using the uniformly spaced constellation, but with Gray coded labeling of Fig. 5. This reduces the number of nearest neighbors for the important data while decreasing the product distance for the less important data. The gains are better balanced at about 20 dB for the important data and 8 dB for the less important data.

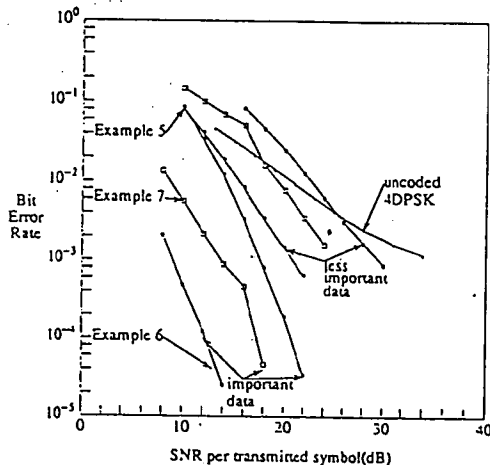


Fig. 11 - Simulated BER for the $R = 1.75$ bit/symbol BCM schemes of examples 4, 5 and 6 at Doppler bandwidth of 30 Hz.

The second 8-D block coded scheme is the rate $R = 2$ bit/symbol scheme of example 7. Fig. 12 shows the performance of the 2 bit per symbol scheme with a product Euclidean distance of 2. The symbol rate is assumed to be 24 ksymbols/s, the carrier frequency remains the same at 900 MHz. The frame structure here is assumed to be similar to IS-54 (North American narrow-band TDMA structure). Thus interleaving is performed over slots 1 and 4 for user 1, slots 2 and 5 for user 2 and slots 3 and 6 for user 3. Each slot is 100 symbols and each codeword is transmitted at symbol times j and $50 + j$ of slots 1 and 4 for user 1. This figure also shows the performance with 2 branch space diversity. Equal gain combining is employed. Without diversity, at

20 mph, the gain is about 10.0 dB over uncoded 4-DPSK at a bit error rate of 10^{-3} . At 60 mph, the gains reduce by about 1.0 dB. With only coded 8-DPSK using space diversity, the gain is 17.0 dB mph and 19.0 dB at 20 mph. The gains reduce to 5 dB at 60 mph and 3 dB at 20 mph when uncoded 4-DPSK system also uses space diversity.

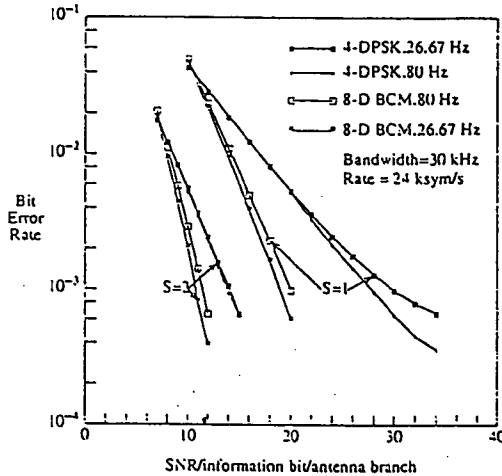


Fig. 12 - Simulated BER for the $R = 2$ bit/symbol 8-D BCM scheme of example 7. Transmission Rate = 24 ksym/s, S = No. of branches of space Diversity.

5.3. 16-D block coded modulation schemes

The performance of the rate $R = 1.875$ bit/symbol scheme of example 8 is shown in Fig. 13. Multi-stage decoding is used. Code C_0 is decoded first followed by

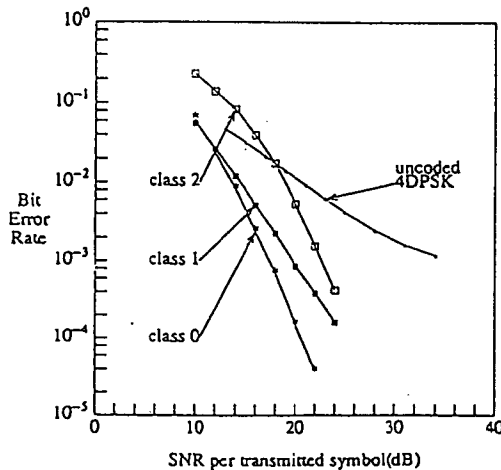


Fig. 13 - Simulated BER for the $R = 1.875$ bit/symbol BCM scheme of example 8. 22.2% most important class (0) bit, 55.6% second important class (1), and 22.2% least important class (2) bit. Doppler = 80 Hz, symbol rate = 8 ksym/s.

C_1 and then by C_2 . The 8-PSK signal constellation used in this example is the one shown in Fig. 7. Code C_0 and C_2 are (8,4,4) extended Hamming codes while C_1 is a (8,7,2) parity check code. In spite of the fact that C_2 is more powerful than C_1 , the error rate for C_2 is higher at bit error rates of 10^{-4} and above because of its small product distance. For all practical purposes, 3 levels of unequal error protection are obtained. The gain for the most important bits is about 16 dB, for the next important class of bits the gain is 14 dB and for the least important class it is about 11 dB.

Finally the simulation results of the 2.25 bit/symbol scheme of example 9 and using the constellation of Fig. 7 are shown in Fig. 14. The drastic increase in error rate for C_2 by changing it from a (8,4,4) extended Hamming code to a (8,7,2) parity check code is evident.

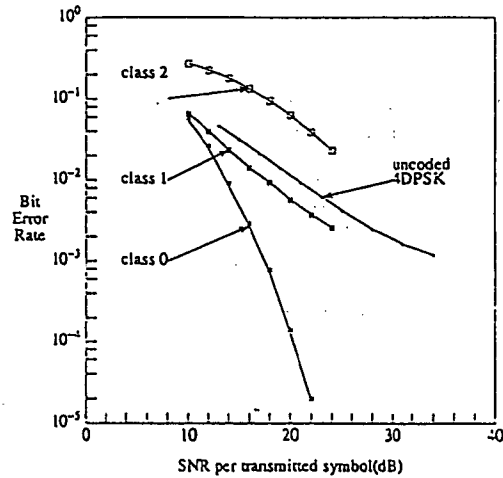


Fig. 14 - Simulated BER for the $R = 2.25$ bit/symbol BCM scheme of example 9. 22% class 0 bit, 39% class 1 bits and 39% class 2 bit Doppler = 80 Hz, symbol rate = 8 ksym/s.

5.4. Summary

Table 1 shows the various performance measures of these schemes. In all these results, the number of channel symbols over which interleaving is performed is 200. The interleaving depths are then 100, 50 and 25 for the 4-D, 8-D and 16-D schemes respectively. Two coding gains are provided, i) for the important data and ii) for the less important data. The coding gain is measured at a bit error rate of 10^{-3} against uncoded 4-DPSK for the same channel conditions. When there are more than two classes of data, the coding gains are specified only for the most and least important data. The coding gain for the important data is denoted Γ (dB) and for the least important data is γ (dB). These gains have been evaluated as a Doppler bandwidth of 80 Hz. The symbol rate is assumed to be 8000 symbols/s except for example 7 where it is 24,000 symbols/s.

Table 1 - These schemes provide three levels of error protection and only the data for important and least important bits are shown.

Scheme	Constellation	Information bits/symbol	Important Data				Less Important Data			
			η	Time Diversity	Product Distance	Γ (dB)	η	Time Diversity	Product Distance	γ (dB)
1	4-D, Fig. 3	1.5	100	2	2	14				
2	4-D, Fig. 7	1.5	66.7	2	1	16	33.3	2		
3	4-D, 16-PSK	2.0	100	2	(0.587) ²					
4	8-D, Fig. 3	1.75	14.3	4	(0.587) ⁴	17	85.7	2	(2) ²	13
5	8-D, Fig. 6	1.75	14.3	4	(2) ²	25	85.7	2		5
6	8-D, Fig. 5	1.75	14.3	4	(0.587) ⁴	20	85.7	2	(0.587) ²	8
7	8-D, Fig. 3	2.00	100	2	2	10				
8	16-D, Fig. 7	1.875	22.5	4	1	16	22.5*	4	(0.587) ⁴	11
9	16-D, Fig. 7	22.5	22.5	4	1	15	39.0*	2	(0.587) ²	=

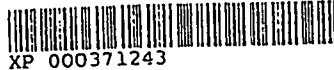
6. CONCLUSIONS

We have proposed new techniques for providing flexible unequal error protection (UEP) with coded modulation schemes for the time selective Rayleigh fading channel. Multi-level coding has been used, where different codes are used to provide various levels of error protection. Up to three levels of UEP is obtained with 8-PSK signals. Further UEP is obtained using non-uniform signal constellations. In practical situations, only a few levels of UEP are required. Although some source coders have a significant spread in error sensitivity for different source bits, the big gains are obtained by going from a single level error protection scheme to two or three levels of UEP. The codes presented here are intended to be illustrative of the ideas presented and further work is necessary to find the best codes for a given delay and degree of UEP.

Manuscript received on 15 October, 1992

REFERENCES

- [1] G. Ungerboeck: Channel coding with multilevel phase signals. "IEEE Trans. on Information Theory", Vol. IT-28, No. Jan. 1982, p. 55-67.
- [2] G. Ungerboeck: Trellis-coded modulation with redundant signal sets part I: Introduction and part II: State of the art. "IEEE Communications Magazine", Vol. 25, No. 2, Feb. 1987, p. 5-21.
- [3] H. Imai, S. Hirakawa: A new multilevel coding method using error-correcting codes. "IEEE Transactions on Information Theory", Vol. IT-23, No. 3, May 1977, p. 371-377.
- [4] A.R. Calderbank: Multilevel codes and multi-stage decoding. "IEEE Transactions on Communications", Vol. 37, March 1989, p. 222-229.
- [5] K. Yamaguchi, H. Imai: High reliable multilevel channel coding system using binary convolutional codes. "Electronic Letters", Vol. 23, No. 18, August 1987, p. 939-941.
- [6] K. Yamaguchi, H. Imai: Trellis-coded modulation using binary convolutional codes - towards high reliability and simple implementation. Inf. Symp. on Inf. Theory, Kobe, Japan, June 1988, Conf. Rec., p. 168.
- [7] G.J. Pottie, D.P. Taylor: Multilevel codes based on partitioning. "IEEE Transactions on Information Theory", Vol. 35, No. 1, January 1989, p. 87-98.
- [8] N. Seshadri, C-E. W. Sundberg: Multi-level trellis coded modulations with large time diversity for the rayleigh fading channel. Presented at the 34th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Princeton, NJ, March 1990, Conf. Rec., p. 853-857. To appear in IEEE Trans. on Com.
- [9] T. Kasami, T. Takata, T. Fujiwara, S. Lin: On multilevel block modulation codes. "IEEE Transactions on Information Theory", Vol. 37, No. 4, July 1991, p. 965-975.
- [10] John G. Proakis: Digital communications, 2nd Ed., McGraw Hill, NY 1989.
- [11] M. Schwartz, W. Bennett, S. Stein: Communication systems and techniques, McGraw Hill, 1966.
- [12] W.C. Jakes, Jr.: Microwave mobile communications, Wiley, 1974.
- [13] E. Biglieri, D. Divsalar, P.J. McLane, M.K. Simon: Introduction to trellis-coded modulation with applications, MacMillan Publishing Company, New York, NY, 1991.
- [14] S.G. Wilson, Y.S. Leung: Trellis-coded phase modulation on rayleigh channels. ICC '87, Seattle, WA, June 1987, Conf. Proc., p. 739-743.
- [15] C. Schlegel, D.J. Costello, Jr.: Bandwidth efficient coding for fading channels: code construction and performance analysis. "IEEE Journal on Selected Areas in Communications", Vol. 7, No. 9, December 1989, p. 1356-1368.
- [16] F. Edbauer: Performance of interleaved trellis-coded differential 8-PSK modulation over fading channels. "IEEE Journal on Selected Areas in Communications", Vol. 7, No. 9, December 1989, p. 1340-1346.
- [17] E. Zehavi: 8-PSK trellis-coded on rayleigh channel. MILCOM '89, Conference Record p. 536-540, Boston, Mass., October 1989.
- [18] J.B. Anderson, J. Hagenauer, C-E. W. Sundberg, R.E. Ziemeier (Guest Editors): Special Issue, Bandwidth and power efficient coded modulation. "IEEE Journal on Selected Areas in Communications", Vol. SAC-7, No. 6, August, No. 9, December 1989, Guest Editorial, p. 873-876, Vol. 7, No. 6, August 1989.
- [19] J. Hagenauer, N. Seshadri, C-E. W. Sundberg: The performance of rate-compatible punctured convolutional codes for digital mobile radio. "IEEE Transactions on Communications", Vol. 38, No. 7, July 1990, p. 966-980.
- [20] L-F. Wei: Coded modulation with unequal error protection. In submission to IEEE Trans. on Com.
- [21] A.R. Calderbank, N. Seshadri: Multilevel codes for unequal error protection. In submission to IEEE Trans. on Inf. Theory.
- [22] N. Seshadri, C-E. W. Sundberg: Multi-level block coded modulations for the rayleigh fading channel. Conf. Rec., GLOBECOM '91, December 1991, p. 47-51, Phoenix, Arizona.
- [23] T.M. Cover: Broadcast channels. "IEEE Trans. Inform. Theory", Vol. IT-18, January 1972, p. 2-14.
- [24] C-E. W. Sundberg, N. Seshadri: Coded modulations for fading channels: An overview. "European Transactions on Telecommunications and Related Technologies", This issue.



XP 000371243

PUBLICATION DATE: 23.05.93
(further bibliographic data on next page)

Combined multilevel coding and multiresolution modulation

Khaled Fazel, Michael J. Ruf
German Aerospace Research Establishment (DLR)
Institute for Communications Technology
D-8031 Oberpfaffenhofen, Germany
Tel. + 49-8153-28-803 (28-864), Fax +49-8153-28-1442

H04N7/13A

February 8, 1993

p 1081-1085
Abstract

Digital broadcasting differs from digital point-to-point transmission in that receivers have different reception conditions which depend on the distance from the transmitter and on the other disturbances (multipaths, shadowing, etc...). For instance in the case of transmission of hierarchical HDTV, a receiver located at higher distance (or at bad reception conditions) can not receive a full HDTV quality image, or even by using a conventional receiver one may risk receiving nothing (the threshold effect). However, by using a multiresolution modulation (MRM), it would be possible to receive at least a TV image quality, or for very long distances (or very bad reception conditions) at least a Personal Video PV image quality could be assumed. In other words, the use of a MRM assumes a "graceful degradation". The aim of this article is to combine a MRM and multilevel coding and to try to optimize the different parameters of such a combination under different reception conditions, i.e. we suppose that a full HDTV image signal is received in an AWGN condition. A TV image quality is assumed over a Rician fading channel. And finally a PV image quality is expected in a Rayleigh fading channel. An example of combined Rate-Compatible-Punctured-Convolutional codes with a 3-resolution 64-QAM showed that for $E_b/N_0 = 19.5\text{ dB}$ one can achieve the desired hierarchical image qualities in these different channels. This is a gain of about 7.5 dB (in AWGN) with respect of an uncoded scheme which may be used for enlarging the broadcasting area or to reduce the emitter power.

1 Introduction

In broadcast applications it is interesting to employ Multi-Resolution Modulation (MRM). For instance to transmit a hierarchical HDTV (TV, Personal Video PV) image signal [1], it is important to assume a graceful degradation or even for system compatibility one modem for different receivers under different conditions. In other words, the signal of HDTV can be viewed as one with embedded signals of TV and PV, where PV is the base information that should be highly protected. On the other hand, digital broadcasting differs from digital point-to-point transmission in that different receivers have different reception conditions which depend on the distance from the emitter and on other disturbances (multipaths, shadowing, etc...). For instance the receiver located at a higher distance (or during bad reception conditions), can not receive a full HDTV quality image, or even by using a conventional receiver one may risk receiving nothing (the threshold effect). However, by using a multiresolution modulation,

it would be possible at least to receive a TV image quality, or for very long distances (very bad reception conditions) at least a PV image quality could be assumed.

The idea of multiresolution transmission was introduced by Cover [2]. He showed that for broadcasting, where a source transmits to a multitude of receivers having different receiving conditions, the optimal broadcast scenarios are multiresolution in character. He mainly showed that one could trade capacity from the poor channels for more capacity in the better ones. Then a recent work [3] showed the interest of MRM for the transmission of a HDTV signal. Although in this paper a "combined source-MRM" was studied, the authors mentioned it as a "combined source-channel coding".

The combined coding and modulation introduced by Ungerboeck consists of using an equi-resolution modulation and a unique code to increase the Euclidean distance between two transmitted sequences [4]. In Ungerboeck's approach the $(m-1)$ information bits are jointly encoded by one encoder and mapped into a 2^m -point constellation using the principle of set-partitioning. Another approach to coded modulation is to use multilevel coding. The set-partitioning principle is applied to a 2^m -point constellation to define subsets with distances that increase with the partitioning levels. Then each bit defining a subset is encoded by different codes. The basic idea is described in papers written by Imaï [5], Calderbank [6], and others.

One knows that the above set-partitioning results in a classification of intra-subset distances which are an increasing function of the level of partitioning. However, in the case of a MRM, it is not the case.

The aim of this article is to combine multilevel coding and MRM, and to try to optimize the different parameters of such a combination under different conditions i.e. we suppose that a full HDTV image signal is received in an AWGN condition. A TV image quality is assumed over a Rician fading channel. And finally a PV image quality is expected in a Rayleigh fading channel.

The paper is organized as follows: in section 2 we briefly examine the principle of MRM by giving an example of 64-Quadrature-Amplitude-Multiresolution-Modulation (64-QAMRM). Section 3 treats the combination of multilevel coding and MRM by considering the above example. In section 4 we will analyze the performance of the system in different environments (AWGN, Rice and Rayleigh fading channels). In section 5 an example of combined Rate-Compatible-Punctured-Convolutional-Codes (RCPC codes) and 64-QAMRM will be considered and its analytical performance



ICC'93 GENEVA

IEEE International Conference on Communications '93
May 23-26, 1993, Geneva, Switzerland

Technical Program, Conference Record, Volume 2/3

Volume	Day	Sessions	Pages
1	Monday	11-29	1-615
2	Tuesday	31-49	616-1289
3	Wednesday	51-69	1290-1974

B0198440

S. received:

02-07-1993

PA-EPO-UEB
DG1 LIBRARY

444193

Sponsored by the IEEE Communications
Society and the IEEE Switzerland Section



IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY



and the simulation results will be discussed. Finally, section 6 is devoted to some conclusions and remarks.

2 Multiresolution modulation

- The constellation of a MRM consists of clusters of points spaced by different distances. Each cluster may itself have subclusters, and so on. The distance between two clusters is higher than the distance between two subclusters. Then the basic idea is to assign the most significant information bits to the clusters and the less significant information bits to the subclusters. Figure-1 illus-

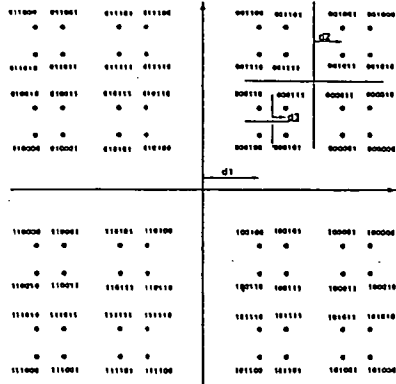


Figure 1: Constellation of a 3-resolution 64-QAM

trates a MRM with 64-points. The 64 points are first divided into four clusters and then each cluster itself consists of 4 sub-clusters. Each subcluster is made up of four points. This clusterization allows one to have three resolutions: the most significant bits are mapped to the clusters, the middle significant bits to sub-clusters and the least significant bits to the points of the sub-clusters. As Figure-1 shows, the performance of these resolutions depend strongly on the distances d_1 , d_2 and d_3 . The performance of such a modulation can be estimated easily by averaging over all points of the clusters. For an AWGN channel the bit error rate (BER) of the first resolution bits (the most significant bits) of the above example can be derived easily :

$$BER(1) = \frac{1}{8} \left[\text{erfc}\left(\frac{d_1}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{d_1 + 2d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{d_1 + 2d_3 + 2d_2}{\sqrt{N_0}}\right) \right] + \frac{1}{8} \left[\text{erfc}\left(\frac{d_1 + 4d_3 + 2d_2}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \quad (1)$$

where N_0 is the Gaussian noise spectral density.

- In the same manner the BER for the second and third resolution's bits can be computed as follows:

$$BER(2) = \frac{1}{4} \left[\text{erfc}\left(\frac{d_2}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{d_2 + 2d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \cdot [1 - BER(1)] + \frac{BER(1)}{2} \quad (2)$$

$$BER(3) = 0.5 \text{erfc}\left(\frac{d_3}{\sqrt{N_0}}\right) [1 - BER(2)] + \frac{BER(2)}{2} \quad (3)$$

In Figure-2 we have plotted the BER curves for an AWGN channel vs. the average signal to noise ratio E_S/N_0 . The simulation results are plotted also. One can see that for different resolutions and for $\alpha_1 = \frac{d_1}{d_3} = 1.19$ and $\alpha_2 = \frac{d_2}{d_3} = 1.21$ these curves are not so different. One can note also that different BER are obtained for these three resolutions. For instance for $E_S/N_0 = 27 \text{ dB}$ the most

significant bits, the middle significant bits and the least significant bits are protected with $BER = 10^{-10}$, $BER = 10^{-7}$ and $BER = 10^{-3}$ respectively. Let us now look at the principle of multilevel

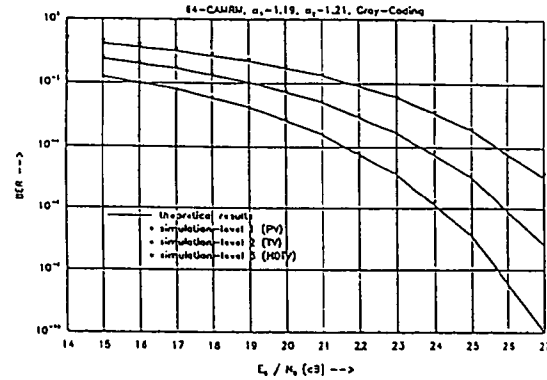


Figure 2: Performance of 3-resolution 64-QAM in AWGN

coding and multistage decoding applied in the case of a MRM.

3 Multilevel coding and multistage decoding

3.1 Multilevel coding

- Multilevel coding was introduced by Imai and Hirakawa. Later further investigations were taken by others. The basic idea is to use different codes for each bit assigned to each partition level. Since the set-partitioning for an equi-resolution modulation results in increasing sub-set distances, it is worthwhile to use different codes instead of using a unique code.

- The set of clusters (or subclusters, or points) in a MRM can be viewed as an equi-resolution constellation, then one can apply the set-partitioning technique for these clusters. Figure-3 shows the set partitioning of a 3-resolution constellation of a 64-QAM. The first resolution is considered as a normal QPSK (where each cluster is considered as a point) then it is partitioned into 4 sub-sets. Each of these subsets (a cluster) is again considered as a new QPSK and the same procedure is applied again and so on. The mapping of this set-partitioning is given in Figure-4. One can see that the minimal distance between subsets of clusters (or subclusters) is an increasing function of the partition level. On the other hand for a MRM $d_1 \geq d_2 \geq d_3$, where r is the number of resolutions. Therefore, it is a natural way to combine multilevel coding with a MRM.

- Different codes for each partition level of each resolution can be used. Let us denote C_i with Hamming distance d_{H_i} , the code utilized for the i^{th} bit. For the above example the squared minimal distance of the first resolution bits is given by:

$$d_{\min}^2(1) = d_1^2 \text{Min}(d_{H_1}, 2d_{H_2}) \quad (4)$$

In the same fashion the squared minimal Euclidean distance for the second and third resolution bits are given by :

$$d_{\min}^2(2) = d_2^2 \text{Min}(d_{H_2}, 2d_{H_3}), \quad d_{\min}^2(3) = d_3^2 \text{Min}(d_{H_3}, 2d_{H_4}) \quad (5)$$

One can see that these distances are maximum if $d_{H_1} = 2d_{H_2}$, $d_{H_3} = 2d_{H_4}$, $d_{H_5} = 2d_{H_6}$.

The issued coded bits are then mapped to a 2^m -point MRM constellation. For our example, the two first bits are mapped to the clusters, then the two other bits to the sub-clusters and finally the last two bits choose a point of these sub-clusters.

The spectral efficiency of the scheme is $S_{eff} = m \cdot R$ where R is the total rate of the codes. One can note, that in contrast to the Ungerboeck scheme, one can obtain very desirable spectral efficiencies with this combination.

3.2 Multistage decoding

The aim of a hierarchical scheme for broadcasting is twofold. First it allows a graceful degradation. Then it permits a compatibility between different receivers in different situations. For example one can extract from a HDTV signal a desired TV signal. Or even a PV signal can be extracted from a TV signal.

The use of multilevel coding for the transmission makes the task easy. It allows the use of multistage decoding which has a complexity/performance advantage over a maximum-likelihood detection [6]. Let us denote $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ as the transmitted sequence of N symbols corresponding to b_j^i , $j = 1, 2, \dots, m$, $i = 1, \dots, N$. Since the channel is corrupted by distortions, the received signal will be $Y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$. From Y we try to retrieve the transmitted bits b_j^i , $j = 1, \dots, m$; $i = 1, 2, \dots, N$. The decoding process is performed by successive estimation of b_1^1, \dots, b_m^1 . The estimation of b_j^1 indicated by b_j^1 is carried out using Y and b_1^1, \dots, b_{j-1}^1 . For instance to estimate b_1^1 , a first detection is done in the 2^m -point constellation. Then the corresponding decoding is performed to give the final estimate \hat{b}_1^1 . To estimate the second bit b_2^1 , the same procedure is applied, except that the detection is done in the subsets of 2^m -point constellation corresponding to \hat{b}_1^1 , and so on. For more details the reader is referred to [6].

One can stop the decoding process when the receiver's desired information is extracted from the received signal. For instance assuming the above example, the PV receiver will only need the first and the second bits. The decoding will be stopped after two iterations. The TV receiver needs 4 iterations. And the HDTV receiver has to extract all the information. So one can see that this scheme results in an appropriate receiver complexity according to the desired image quality.

4 Performance evaluation

The overall performance of the system depends on the respective performance of each resolution. This performance can be measured by computing analytically the BER at the output of each decoding level. For each level i we try to obtain an upper-bound by averaging over all transmitted sequences. We will consider three transmission conditions: AWGN, Rician and Rayleigh fading. As channel codes we will use RCPC codes [7].

Let us denote X as the transmitted sequence and \hat{X} the sequence chosen by the Viterbi decoder and containing errors.

The probability of error P_b for a convolutional code with Hamming distance d_H , applied at the i^{th} level's is given by:

$$P_b \leq \sum_i \sum_j a_{ji}^i P_{ji}^i(X : \hat{X}) \quad (6)$$

where a_{ji}^i is the normalized number of errors occurred by choosing \hat{X} instead of X with probability $P_{ji}^i(X : \hat{X})$. The sum is taken over all error events corresponding to the all transmitted sequences.

The probability of bit error for a multistage detection at the output of Viterbi decoder for level i can be approximated as:

$$P_b(i) \leq \frac{1}{2} P_b(i-1) + [1 - P_b(i-1)] P_b, \text{ for } i = 1, \dots, m \quad (7)$$

where $P_b(0) = 0$.

For the above example of 64-QAMRM, the BER of each resolution after decoding is given by:

$$BER(1) \leq \frac{1}{2} [P_b(1) + P_b(2)], \quad BER(2) \leq \frac{1}{2} [P_b(3) + P_b(4)] \quad (8)$$

$$BER(3) \leq \frac{1}{2} [P_b(5) + P_b(6)] \quad (9)$$

From the above expression one can note that the main problem is to compute the error-event probabilities. These probabilities can be obtained for different channels as follows:

4.1 AWGN channel

The error-event probability in this case is bounded by [7]:

$$P_{ji}^i(X : \hat{X}) \leq \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{D_i^2 d_{Hji}^i}{N_0}} \right) \quad (10)$$

where D_i is the minimal distance of each partition's level (for a 64-QAMRM $D_1 = d_1$, $D_2 = \sqrt{2}d_1$, $D_3 = d_2$, $D_4 = \sqrt{2}d_2$, and $D_5 = d_3$, $D_6 = \sqrt{2}d_3$), and d_{Hji}^i is the Hamming distance of the i^{th} error-event by transmitting the j^{th} sequence of the i^{th} code.

4.2 Rician fading channel

In the presence of AWGN and fading the received signal at time p (by omitting the index i, j , and l) can be expressed as:

$$y_p = \rho_p x_p + n_p \quad (11)$$

Hence the envelope of the signal transmitted through a Rician channel undergoes random fluctuations ρ described by the Rician distribution:

$$p(\rho) = 2\rho(1+K)e^{(-K-\rho^2(1+K))} I_0(2\rho\sqrt{K(1+K)}), \quad \rho \geq 0 \quad (12)$$

where K is the ratio of the signal energy received on the direct path to the signal energy received via the diffuse multipaths, and I_0 is the zero order modified Bessel function. The above expression leads to particular channel characterization for various values of K : When $K = \infty$, it reduces to the Gaussian distribution. While $K=0$, we find the Rayleigh fading distribution.

As we have seen, the BER depends on the error-event probability $P(X : \hat{X})$. Using the Chernoff-Bound this probability can be bounded by the product of the expected value of:

$$P(X : \hat{X}) \leq \prod_{p \in \nu} E \left[e^{(\lambda(y_p - x_p)^2 - \lambda y_p^2 - \lambda x_p^2)} \right] \quad (13)$$

in which ν is a set of p such that $x_p \neq \hat{x}_p$.

By considering a perfect knowledge about the channel-state information and averaging over a Gaussian noise of power σ_n^2 :

$$P(X : \hat{X} / \rho) \leq \prod_{p \in \nu} e^{(-\lambda \rho^2 |x_p - \hat{x}_p|^2 (1 - \lambda \sigma_n^2))} \quad (14)$$

Optimizing over the Chernoff parameter λ and averaging over p (perfect interleaving is assumed) one can derive the error-event probability as [8]:

$$P(X : \tilde{X}) \leq \prod_{p \in V} \frac{1+K}{1+K + \frac{|x_p - \tilde{x}_p|^2}{4N_0}} e^{-\frac{K \frac{|x_p - \tilde{x}_p|^2}{4N_0}}{1+K + \frac{|x_p - \tilde{x}_p|^2}{4N_0}}} \quad (15)$$

For a Rayleigh fading channel, this expression simplifies to:

$$P(X : \tilde{X}) \leq \prod_{p \in V} \frac{1}{1 + \frac{|x_p - \tilde{x}_p|^2}{4N_0}} \quad (16)$$

5 Simulation results and optimizations

In this section we are interested in evaluating the performance of a hierarchical scheme for HDTV, TV and PV broadcasting in a 5MHz channel bandwidth. The data rate for HDTV, TV and PV after employing source coding can be estimated at 22 Mbit/sec, 12 Mbit/sec and 6 Mbit/sec respectively. Figure-5 illustrates a HDTV signal framing, where it is an embedded signal of TV and PV. In the same manner, the TV signal is an embedded signal of PV. This frame-structure allows one to obtain three resolutions, where the most important resolution is the PV signal. We assume that we can obtain a HDTV image quality if the different resolutions of the received signal have the probabilities of error 10^{-10} , 10^{-7} and 10^{-5} respectively. The TV image quality is assumed, if we have the following BER: 10^{-8} and 10^{-5} . Finally a PV image quality is guaranteed if the BER is 10^{-5} .

We consider three different disturbances: AWGN, Rice with $K=10$ and Rayleigh fading. The codes that we will consider are the RCPG codes with memory 6 [7]. The first level's code has a rate 4/9. The second level's code has a rate 4/5. The third and fifth level's codes are the same (rate 4/7). The fourth and the sixth level's codes are also the same (rate 8/9). These codes are combined with our 64-QAMRM. At the receiver side after applying coherent detection a multistage decoding is performed.

The performance of these codes is analytically derived and is illustrated in Figures-6-7-8. The simulation results are also plotted in these figures. These figures show the different performances in different channels. In Figure-6 an AWGN channel is considered. As this figure shows for the above value of BER and for different resolutions a coding gain of about 7.5dB is achievable. In Figure-7 a Rician fading channel is considered. In this case the first and the second resolution's BER curves are plotted. The coding gain in this case is much higher: 12dB. Finally, the performance in a Rayleigh fading channel is plotted in Figure-8 only for the first resolution. The slight divergence of simulation and analytical results appears for high bit error rates only. However, for low bit error rates, i.e. the range of interest, one has only minor differences. These figures point out that one can obtain for instance for $\hat{S}_S/N_0 = 19.5dB$ the desired hierarchical image quality HDTV, TV, and PV (the graceful degradation) respectively in AWGN, Rician and Rayleigh Fading channels. It should be noted that the values of $\sigma_1 = 1.017$ and $\sigma_2 = 1.042$ were optimized in order to obtain the above performance in these different reception conditions for the same SNR. The different antenna gains of the different receivers were not considered.

We have seen that the multilevel coding results at least in a gain of about 7.5 dB which may be used for enlarging the broadcasting area or to reduce the emitter power.

6 Conclusions

In this paper we have analyzed the performance of a combined multilevel coding and a Multi-Resolution modulation. The performance of the system, which depends strongly on the two parameters σ_1, σ_2 and on the codes is optimized. The optimization is done by considering a hierarchical HDTV transmission where the PV and the TV signals are embedded in the HDTV signal. It is shown that for different receiver conditions (AWGN, Rice, and Rayleigh channel) one can assume a graceful degradation by using such a combination and obtaining a coding gain at least of about 7.5 dB. This may be used for enlarging the broadcasting area or to reduce the transmitter power.

Furthermore, for compatible systems (TV compatible HDTV, or PV compatible TV) one can obtain different receiver complexities, depending on the desired signal quality. In this case for system optimization, one should take into account the respective gains of different antennas.

It should be noted that these assumptions are optimistic and a further study should be done in the case of a multipath environment and assuming a reasonable interleaving degree. In this case the use of OFDM techniques could be envisaged to combat the channel impairments.

Further studies should be also done to investigate the combined source-channel coding, in order to increase in the number of resolutions.

References

- [1] R. Schaefer and G. Schamel "Hierarchical Transmission of TV and HDTV using subband techniques", *Proced. Workshop on digital terrestrial broadcast of TV/HDTV Berlin*, Nov-1991
- [2] Thomas M. Cover "Broadcast Channels", *IEEE Trans-on IT*, IT-18, Jan-1972, pp. 2-14
- [3] K.M. Uz, K. Ramchandran, and M. Vetterli "Multiresolution source and channel coding for digital broadcast of HDTV", *Proced. 4th International Workshop of HDTV and beyond*, Torino, Sept-1991
- [4] G. Ungerboeck "Combined coding with multilevel/phase signals" *IEEE Trans-on IT*, IT-28, Jan-1982, pp. 55-67
- [5] H. Imai and S. Hirakawa "A new multilevel coding method using error-correction codes" *IEEE Trans-on IT*, IT-23, May-1977, pp.371-37
- [6] A.R. Calderbank "Multilevel codes and multistage decoding" *IEEE Trans-on COM*, COM-37, March-1989, pp.222-229
- [7] J. Hagenauer "Rate compatible punctured convolutional code (RCPG-codes) and their applications" *IEEE Trans-on COM*, COM-36, Apr-1989, pp.389-400
- [8] D. Divsalar and M.K. Simon "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria" *IEEE Trans-on COM*, COM-36, sept-1989, pp.1004-1012.

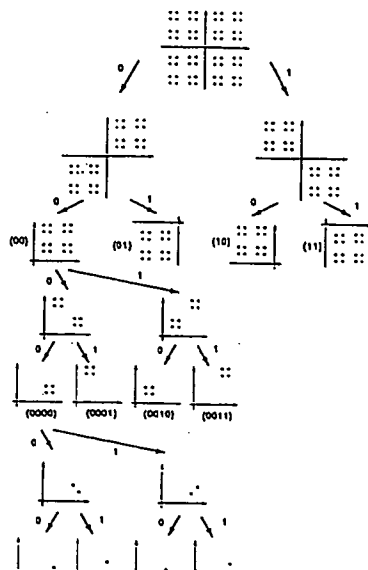


Figure 3: Set-Partitioning of a 64-QAMRM

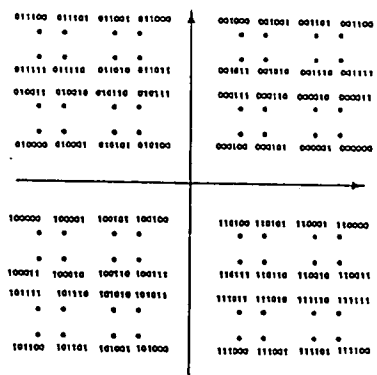


Figure 4: Mapping of a 64-MRQAM

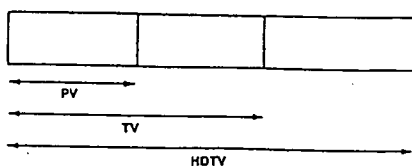


Figure 5: A HDTV signal framing

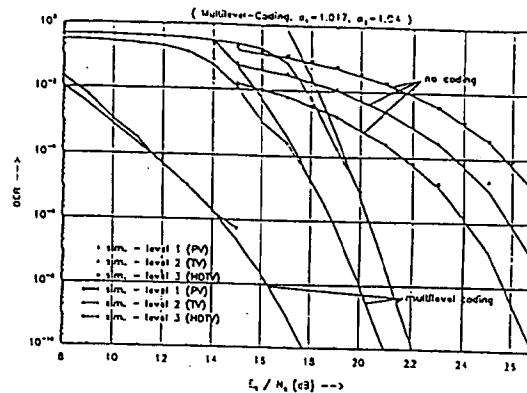


Figure 6: Performance of multilevel coding in AWGN

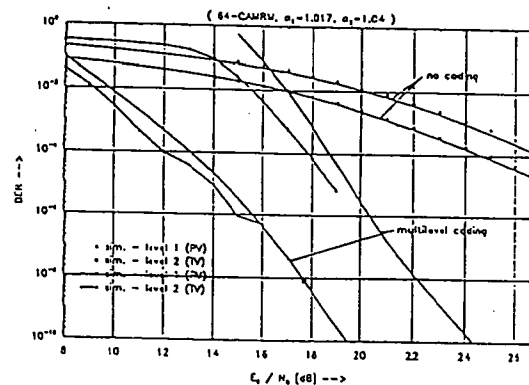


Figure 7: Performance of multilevel coding in a Rician-Fading(K=10) channel

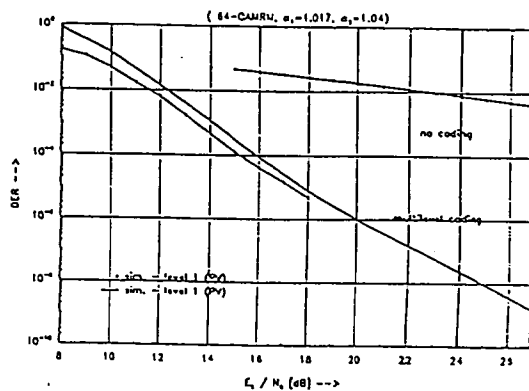


Figure 8: Performance of multilevel coding in a Rayleigh-Fading channel



XP 000293749

E5-93096-TS(4)X

E

Signal Processing: Image Communication 4 (1992) 283-292
Elsevier

283

Combined multiresolution source coding and modulation for digital broadcast of HDTV*

K.M. Uz,* K. Ramchandran† and M. Vetterli‡

Department of Electrical Engineering and Center for Telecommunications Research, Columbia University, New York, NY 10027-6699, USA

Abstract. A practical end-to-end all-digital multiresolution system is demonstrated that employs joint source-channel coding and modulation in order to achieve efficient broadcast of digital HDTV. The threshold effect plaguing single resolution systems is softened by a stepwise graceful degradation. This can be used to increase the coverage and robustness of the digital broadcast system. This approach is seen as an alternative to traditional single resolution digital transmission systems which are not designed for broadcast situations, and which suffer from the threshold effect. This paper highlights the benefits of using an embedded multiresolution modulation constellation over a modulation scheme that resorts to time or frequency multiplexing of the broadcast resolutions. Besides showing coding results and simulations of transmission effects, the paper discusses the trade-offs between low and high resolution coverage.

Keywords. Digital broadcast, HDTV coding and transmission, multiresolution, joint source-channel coding.

1. Introduction

Recent advances in video compression technology have ushered in the era of digital television, with the advent of digital HDTV expected to make as much of an impact on the video industry as CDs have made on the audio world. Even the most demanding delivery mechanism, namely terrestrial broadcasting, might turn digital. However, all current proposals for digital terrestrial broadcasting in the US approach the problem as a point to point transmission problem, namely from the emitter to the fringe. That is, the system is geared at the poorest channel, a fact termed in [10, 11] as 'wasted capacity' near the transmitter.

* This work was presented in part at the 4th International Workshop on HDTV, Torino, Italy, September 1991.

† Work supported by the National Science Foundation under grants ECD-88-11111. K.M. Uz is now with David Sarnoff Research Center in Princeton, NJ 08543, USA.

‡ Work supported in part by the New York State Science and Technology Foundation's CAT.

§ Work supported in part by the National Science Foundation under grants ECD-88-11111, MIP-90-14139.

This single resolution (SR) approach of catering to the broadcast fringe is known from information theory to be suboptimal: when dealing with different channels, one can do better than to transmit at the capacity of the worst channel. Cover [4] showed that one could trade capacity from the poor channels for excess capacity in the better ones, and that the trade-off can in theory be worthwhile. However, to the best of the authors' knowledge, no real system has been designed using these results.

In this work, we demonstrate that using these ideas for channel modulation, together with an appropriate multiresolution (MR) source coding, leads to a flexible way to design digital broadcast systems. A more comprehensive treatment of this work, that includes an analysis of the role of error correction codes (ECCs) in the joint source channel coding problem, is presented in [9]. We show, in particular, that the threshold effect typical of SR digital transmission can be replaced by a graceful degradation. We also demonstrate how the coverage area over SR schemes can be increased considerably, at the cost of some mid-region

suboptimality. An important benefit of employing an MR joint source channel coding scheme is shown to be realized when the scheme is coupled with state-of-the-art motion compensation techniques to increase the full-resolution broadcast area. In light of the ongoing debates on standards and compatibility, it is topical to point out that MR schemes offer a natural and practical solution to the compatibility problem, as was proposed in [2].

The outline of the paper is as follows. Section 2 reviews an MR video coding scheme [12, 13] used in this paper for the HDTV source coding. It decomposes the source into coarse versions and added refinements or details. Section 3 discusses the idea of MR transmission for broadcast channels. It reviews the classic idea of Cover [4] and how it can be applied to design a practical MR modulation constellations. The issue of joint source channel coding in this MR context is addressed next. Finally, Section 4 presents experimental results along with possible coverages using multiresolution QAM (or MR QAM) modulation.

2. Multiresolution source coding

Multiresolution (MR) source coding schemes can be seen as successive approximation methods, and under certain conditions [5] they can achieve optimality. Practical MR coders may be slightly suboptimal to SR coders for point to point communications, in terms of compression achievable at the same full resolution quality. However, a broadcast scenario involves a multiuser environment, where the MR decomposition affords a hierarchy of resolutions that are both natural and useful for the compatibility and broadcast problems. We review a specific MR video coding scheme [12], namely a three-dimensional pyramidal decomposition based on spatiotemporal interpolation, forming a hierarchy of video signals at increasing temporal and spatial resolutions (see Fig. 1(b)). The structure is formed in a bottom-up manner, starting from the finest resolution, and obtaining a hierarchy of

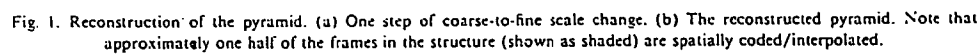
lower resolution versions. Spatially, images are subsampled after anti-aliasing filtering. Temporally, the reduction is achieved by simple frame skipping.

The encoding is done in a stepwise fashion, starting at the top layer and working down the pyramid in a series of successive refinement steps. The coarse-to-fine scale change step is illustrated in Fig. 1(a). At each step, first the spatial resolution is increased by linear interpolation, then the temporal motion based interpolation is done based on these new frames at the finer scale. We describe the interpolation procedure only briefly, and refer to [12] for more detail. See Fig. 3 for the different resolutions of a three-layer pyramid.

The unshaded frames shown in Fig. 1(b) are interpolated in time. For these frames, the encoder computes a set of motion vectors that are transmitted along with the temporal residual. The motion vectors are computed in a multiresolution fashion, using a hierarchical blockmatching algorithm [12] somewhat similar to [3]. For each block in the interpolated frame, three different motion vector candidates for the following interpolation modes are considered:

- Backward interpolation: the motion vector that yields the best replacement from the previous frame.
 - Forward interpolation: the motion vector that yields the best replacement from the next frame.
 - Motion averaged interpolation: the motion vector d that yields the best replacement by averaging the block displayed by d in the previous frame and displaced by $-d$ in the next frame.
- The mode that results in the best interpolated block (in the MSE sense) is selected, and the mode selection information is also encoded and transmitted to the receiver.

A discrete cosine transform (DCT) based entropy coder is used to encode the top layer and the subsequent bandpass difference images. Quantizer steps, and consequently bit allocation at different levels in the hierarchy, is determined to obtain good perceptual quality. Another major consideration in the bit allocation scheme is the



It was determined empirically that for the 3 layer MR source coder we consider in our system, resorting to a two-resolution hierarchy comprising the two coarsest layers of the spatio-temporal pyramid in the coarse resolution source channel, and the fine layer in the fine resolution channel resulted in a bit ratio of coarse to fine information of roughly 1:2 at SNRs of interest for typical sequences. This ratio is used to formulate a 'matched' source channel coding design, to be described in Section 4.

Efficient communication of digital information from one source to multiple receivers with varying

In his classical paper of 1972 [4], Cover supplied the intuition of using an MR scheme for digital broadcast channels. He demonstrated that, for a binary symmetric channel, a source wishing to send information to two receivers of different qualities could optimize its deliverable bit-rate to the receivers, in the Shannon sense, by superimposing the (refinement) information meant for the less noisy receiver within the (coarse) information intended for both. This method of superimposing or embedding information, i.e. broadcasting in an

MR fashion, where the 'detailed information' meant for the stronger receiver necessarily includes the 'coarse information' meant for the noisier receiver, is more efficient than 'naive independent sharing' of the broadcast channel resources in time or frequency among the receivers. An efficient end-to-end broadcast system should have its *transmission (modulation) constellation matched to its source coding scheme*, and this is the crux of our work, which we undertake in an MR environment.

3.2. Joint MR source coding/MR modulation

Though the problem of joint source and channel coding has been addressed previously in various coding contexts [6–8], in this work we propose the idea of designing an MR transmission constellation that is matched to the MR source coding scheme described earlier for a broadcast environment. We match the analog MR modulation (QAM) constellation (or MR QAM) with the digital (possibly joint source/channel coded) bitstream output by the MR source via a matched modulation design parameter λ to be described shortly.

Cover's idea of embedded transmission justifies the choice of an MR transmission scheme, the power of which is further reinforced by the MR nature of the source coder which we seek to match. Thus, while embedded transmission for broadcast makes information theoretic sense even for a non-MR source, it is even more natural when the source coder is hierarchical in nature, e.g. the various resolution layers of the spatio-temporal pyramid scheme described earlier. To retain the robustness of digital schemes while catering to the graceful degradation nature of analog schemes, we propose an MR all-digital scheme that combines the two features. The experimental results of Section 4 (see Figs. 4 and 5) highlight the importance of having multiple resolutions for digital broadcast. The presence of a robust coarse resolution channel, accompanied by error concealment techniques like motion-compensated previous-frame replacement at the decoder, can lead to a substantial increase in the high quality reception area over that of

'thresholded' SR digital schemes, which have no reliable coarse information to aid in the full-resolution reconstruction. Although the simulations we present are for a two-resolution system, in theory, the principle holds for any number of hierarchical levels desired, and would result in a 'fractal' modulation constellation, although at increased complexity and decreased practicality. A practical way of introducing more resolutions, with the aid of embedded ECCs is described in [9].

4. Experimental results

4.1. MR 64-QAM

In order to match the MR transmission constellation to the MR source coder, we simulated an MR source coder with 2 resolutions, coarse and fine, which emitted digital bits in the ratio of 1:2. The basic idea (see Fig. 2) is that the 64-QAM is clustered into 4 'clouds' of 16-QAM constellations. For every 6 bits emitted by the 1:2 source (of which 2 are coarse and 4 detail), the 2 coarse bits select one of the 4 clouds, while the 4 detail bits select one of the 16 points within the selected cloud. By 'matching' the relative distances between intra-cloud constellation points (D_1) and inter-cloud points (D_2), whose ratio is a design parameter λ , to the relative 'information contents' of the two bitstreams (one measure is the SNRs associated with the two bitstreams), one obtains an efficiently designed joint MR source/MR transmission system, and for a given receiver CNR, one can find the optimal λ that achieves a minimum expected distortion. Further, for a given 'broadcast cost function' encompassing the entire range of broadcast CNRs, which no doubt includes such factors as population density, one can find an 'optimal broadcast λ ' for the constellation in question.

For our experiment, the bitstreams comprising the two resolutions were arrived at by clustering the two coarser layers of the 3-layer spatio-temporal pyramid of Section 2 along with indispensable information (like motion-vectors and synchroniza-

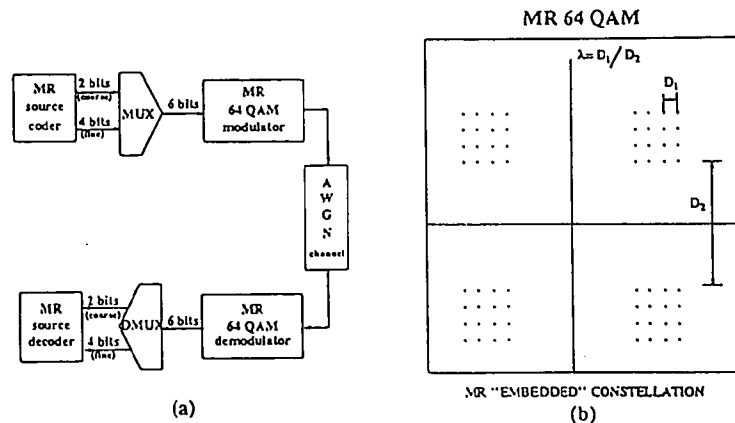


Fig. 2. (a) End-to-end MR system. (b) MR 64-QAM of parameter λ . Note that $\lambda = 1$ corresponds to 64 QAM and $\lambda = 0$ to 4 QAM.

tion bits) as the coarse virtual channel, and the bottom pyramidal layer as the fine virtual channel. Since our efficient MR source coder presents redundancy-stripped Huffman encoded bits to the modulator, isolated channel bit errors could be potentially catastrophic unless blocks of bits are decoupled as packets. To balance the tradeoff between error propagation and packet header overhead, a packet size of 1080, comprising 360 bits of coarse data and 720 bits of detail data, was picked for the simulations. A performance comparison was done on the basis of probability of packet loss, with individual bit errors assumed to cause their entire 'host' packets to be corrupted. The coarse and fine packetized channels formed by the clustering method described above were adjusted to be in the ratio of roughly 1:2 to match the channel constellation of 2 level MR 64-QAM, while preserving high SNR and perceptual quality. The two streams could be interpreted as entering virtual independent buffers with throughputs in the ratio of 1:2, with instantaneous temporal mismatches in the input channel rates being absorbed by the buffers and, if necessary, to prevent overflow or underflow, resolved by exchange of data between the buffers, resulting in minimal degradation for slight mismatches.

Error concealment

Due to the nature of the broadcast communication, it is impossible (or perhaps impractical) to achieve error-free transmission. Bitstreams are often packetized to speed up resynchronization in case of a channel error, but a single bit error still renders the whole packet unusable. Recursive systems (motion-compensated hybrid DCT being the typical example) take much longer to recover, specifically until the next restart of the prediction loop. An error concealment scheme is often required to mask those errors and provide a gracefully degrading picture. The source coder we have used is based on a finite memory structure, and errors would not accumulate but die out within a few time samples. The structure used in conjunction with the MR modulation also allows very successful error concealment.

Simulations show that for typical values of λ , at the same CNRs for which the fine channel packet error rate is greater than 10^{-1} , the coarse channel is almost perfect (packet error rate less than 10^{-9}). Therefore, most of the errors will occur in the fine detail, and a coarse version and motion vectors will be available for concealment. The concealment strategy differs slightly for the frames that are interpolated spatially or temporally, and assumes that

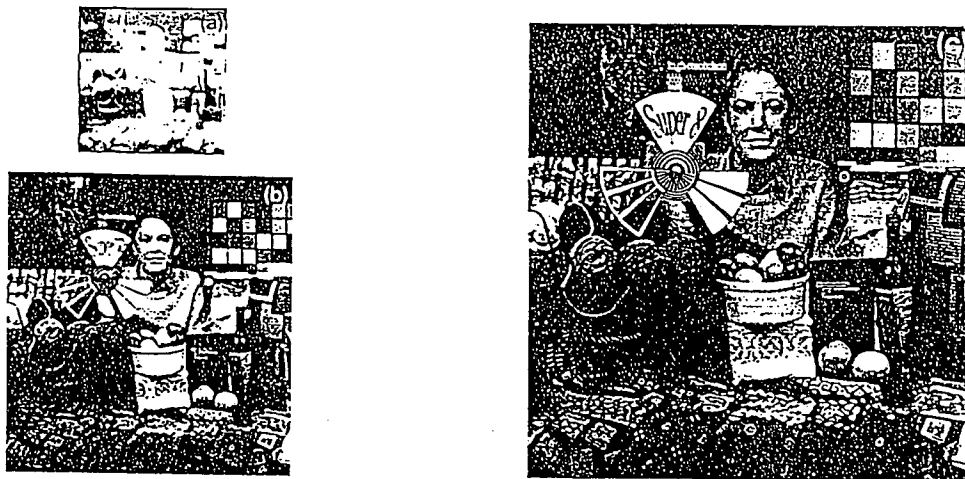


Fig. 3. Resolutions of the pyramid. (a) Coarsest layer. (b) Intermediate layer. (c) Full-resolution layer.

the motion vectors and the selected interpolation mode for each block, which are transmitted in the robustly protected coarse channel, are intact. Thus, a concealment strategy based on motion compensated interpolation gives excellent results even in extreme cases of fine channel packet loss. Complete loss of a frame can be tolerated, and sustained 15% packet loss rate causes no visible loss in quality. Figure 4 shows the effect of 15% fine-packet loss (obtained for $\lambda=0.5$, $\text{CNR}=25.5$ dB/symbol) on the spatial residual of the sequence, with Fig. 4(c) showing the reconstructed quality, while Fig. 5 illustrates the power of error concealment in an MR environment.

4.2. Comparison of MR, independent and SR constellations

Simulations were carried out for an Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel for the 3 cases under conditions of equal power and equal average spectral efficiency. The independent case refers to separate transmission of the coarse and fine channels using 'naïve multiplexing' of the frequency spectrum. To compare the MR versus independent constellations, an MR 64-QAM (of free

parameter λ), and a 16/256 QAM (coarse/fine) independent constellation pair were picked. The independent channels have a spectral efficiency of 4 b/s/Hz and 8 b/s/Hz, or an average spectral efficiency (6 b/s/Hz) identical to that of the MR 64-QAM. While a detailed description of the simulation results is provided in [9], a 'threshold' version is shown in Fig. 6(a).

Consistent with perceptual effects, thresholding for the fine channel has been applied at fine packet and coarse packet loss rates of 10^{-1} and 10^{-3} , respectively. The seemingly high fine channel packet loss rate still results in nearly flawless full resolution quality due to the incorporation of error concealment techniques at the MR decoder, as mentioned earlier. To be fair, the SR scheme has been thresholded at the same error rate as the coarse packet channel, as they both represent transitions from the region of no signal to the region of discernible signal.

As can be seen from Fig. 6, the MR constellation outperforms the independent one over all ranges of CNRs for a certain range of values of λ (e.g. $\lambda=0.2$). To perform a comparison of the MR and SR cases, we included a source coding penalty of

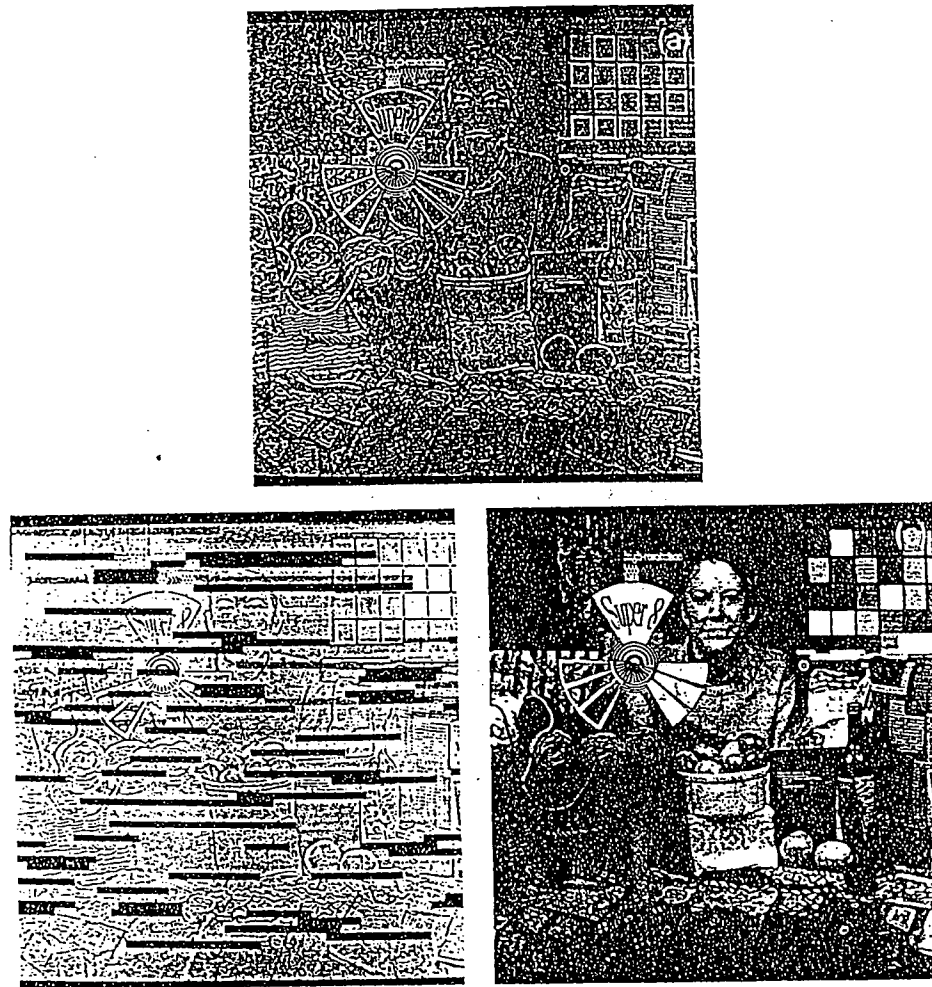


Fig. 4. Effect of channel noise for $\lambda=0.5$, $\text{CNR}=25.5$ dB/symbol (15% fine-channel packet loss). (a) Spatial residual frame. (b) Packets corrupted by channel. (c) Full resolution reconstruction after error concealment. Image is 512×512 .

roughly 16% for resorting to an MR source coding scheme, as a worst case analysis from the MR viewpoint. This result was derived from empirical results based on the popular 'Lenna' image and other typical images, using an MR-unfriendly

JPEG [1] coding framework. Under these conditions, the SR channel could afford a 32-QAM modulation scheme for the same transmitter power as the MR 64-QAM scheme due to a source compression advantage of 5/6. The results shown in



Fig. 5. Effect of error concealment for 15% fine-channel packet loss (blow up of Fig. 4). (a) Corrupted spatial residual frame. (b) Reconstruction without error concealment. (c) Reconstruction with error concealment.

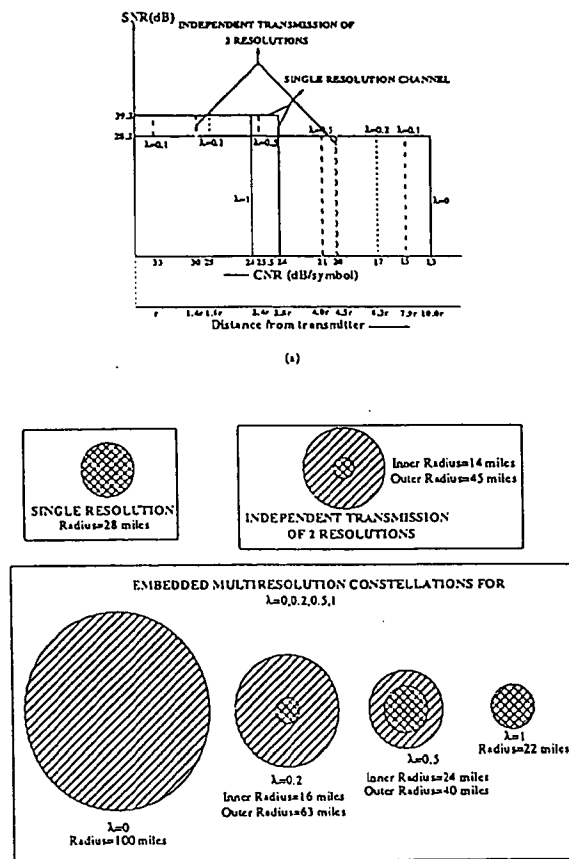


Fig. 6. Typical broadcast environment. (a) SNR versus Receiver CNR. (b) Broadcast ranges for the different constellations.

Fig. 6 indicate the tradeoffs involved. Even under these worst case assumptions, it can be seen that the MR scheme is attractive. From the broadcast area coverage plot of Fig. 6(b), it can be seen that the embedded MR scheme outperforms the multiplexed MR scheme, as promised by information theory; moreover, the tradeoffs between the embedded MR schemes and the SR scheme reveal how, at the cost of some mid-region suboptimality (see for example $\lambda = 0.5$), the MR schemes increase the broadcast coverage area considerably.

5. Conclusion

We have demonstrated a multiresolution (MR) joint source channel coding including an MR transmission modulation, in order to achieve efficient broadcast of digital HDTV. We note that joint MR source channel coding using a source coder matched to an error correction code and/or a modulation constellation, would provide an efficient end-to-end MR system. The threshold effect plaguing single resolution (SR) systems is softened by

a stepwise graceful degradation similar to analog systems, without sacrificing the source coding advantage of digital schemes. We establish the superiority, as promised by information theory, of an embedded MR transmission scheme over independent transmissions of the MR source resolutions, and point out the tradeoffs in robustness and broadcast area coverage of low and high resolutions between embedded MR and SR digital systems for QAM constellations. We describe the benefits of resorting to an all-digital end-to-end MR design in exploiting the state-of-the-art digital compression and error concealment techniques to increase the coverage area and robustness for high quality HDTV digital broadcast.

Acknowledgment

The authors would like to thank Prof. W. Schreiber for pointing out the importance of spectrum efficiency for television broadcast.

References

- [1] JPEG technical specification, Revision (DRAFT), joint photographic experts group, ISO/IEC JTC1/SC2/WG8, CCITT SGVIII, August 1990.
- [2] D. Anastassiou and M. Vetterli, "All digital multiresolution coding of HDTV", *Proc. National Association of Broadcasting (NAB)*, Las Vegas, NV, April 1991, pp. 210-216.
- [3] M. Bierling and R. Thoma, "Motion compensating field interpolation using a hierarchically structured displacement estimator", *Signal Processing*, Vol. 11, No. 4, December 1986, pp. 387-404.
- [4] T. Cover, "Broadcast channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-18, No. 1, January 1972, pp. 2-14.
- [5] W.H. Equitz and T.M. Cover, "Successive refinement of information", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-37, No. 2, March 1991, pp. 269-275.
- [6] K. Fazel and J.J. L'Huillier, "Application of unequal error protection codes on combined source-channel coding", *IEEE Internat. Conf. Communications, ICC'90*, Atlanta, April 1990, pp. 320.5-6.
- [7] G. Karlsson and M. Vetterli, "Sub-band coding of video for packet networks", *Optical Engrg.*, Vol. 27, No. 7, July 1988, pp. 574-586.
- [8] J.W. Modestino, D.G. Daut and A.L. Vickers, "Combined source-channel coding of images using the block cosine transform", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-29, No. 9, September 1981, pp. 1261-1274.
- [9] K. Ramchandran, A. Ortega, K.M. Uz and M. Vetterli, "Multiresolution joint source and channel coding for digital broadcast of HDTV", *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 1991, submitted.
- [10] W.F. Schreiber, "Considerations in the design of HDTV systems for terrestrial broadcasting", *Electronic Imaging*, October 1990.
- [11] W.F. Schreiber, "All-digital HDTV terrestrial broadcasting in the U.S.: Some problems and possible solutions", *Workshop on Advanced Television, ENST*, Paris, May 1991.
- [12] K.M. Uz, M. Vetterli and D. LeGall, "Interpolative multiresolution coding of advanced television with compatible subchannels", *IEEE Trans. CAS for Video Technology, Special Issue on Signal Processing for Advanced Television*, Vol. 1, No. 1, March 1991, pp. 86-99.
- [13] M. Vetterli and K.M. Uz, "Multiresolution coding techniques for digital video: A review", *Special Issue on Multidimensional Processing of Video Signals, Multidimensional Systems and Signal Processing*, March 1992, to appear.

SYNTHESIS OF MULTICHANNEL ORTHOGONAL VSB SIGNALS BY QUADRATURE METHOD

Kazuhiko Nitadori
Oki Electric Industry Co., Ltd.
550-5 Higashi-asakawa-cho, Hachioji-shi, Tokyo 193, JAPAN
Tel: (0426) 65-1111

HO4L 27/02

HO4J 11/00

SUMMARY

This paper offers a practical method of implementing the multichannel PAM data transmission system using Chang's orthogonal signals, or 'Orthogonal VSB Signals', by quadrature method. A kind of signal sets satisfying Chang's criterion is synthesized by quadrature method using two kinds of low pass filters, multipliers, adders, and subtractors. The modulator and demodulator used in the multiplexed PAM system using these signals are implemented by quadrature method. Also, the conditions for the orthogonal VSB transmission to be realized in the system implemented by this method are obtained and the characteristics of the low pass filters used are determined. Two kinds of filters used to implement the modulator and the demodulator are characterized by the common amplitude characteristic satisfying the Nyquist criterion with less than 50 percent rolloff and the phase characteristics with 90 degrees phase difference in the rolloff region.

INTRODUCTION

Multichannel PAM transmission can offer an efficient method of transmitting data through a bandlimited transmission medium with nonuniform frequency response. The amount of information transmitted from a transmitting end to a receiving end is generally less than the channel capacity, but it approaches to the capacity if the optimum multichannel PAM transmission with a large number of data channels is used. [1] The optimum PAM system is unrealistic because it requires ideal rectangular filtering, hence an eye does not open when used for data transmission.

The suboptimum system using Chang's orthogonal signals [2] can be adopted instead in order for overcoming this difficulty without losing the efficiency of the optimum system. These orthogonal signals have gradual cutoff amplitude characteristics and the center frequency spacing between channels of a half of the baud rate of each channel. They are regarded as an extension of the VSB signal in carrier transmission and the Nyquist signal in baseband transmission to the multichannel signal set and constitute one of the most efficient signal set in respect of the frequency bandwidth utilization. We refer to them as 'Orthogonal VSB Signals'.

Though the suboptimum system using these signals produces a little more information loss than the optimum one, the loss becomes negligible as the number of channels increases. Thus, the suboptimum system using the orthogonal VSB signals is seen to be one of the most efficient data transmission systems in practice in respects of the frequency bandwidth utilization and the matching to the characteristics of the transmission medium.

As the transmitter and the receiver used for realizing the suboptimum system, Chang adopted a transmitting filter bank and an adaptive correlator bank, respectively. [2] But, they may be impractical in many applications.

For the purpose of offering practical methods of

implementing the suboptimum system, we show that a kind of orthogonal VSB signals is generated by quadrature method using two kinds of low pass filters, multipliers, adders, and subtractors and that the modulator and the demodulator used to realize the multiplexed PAM system using these signals are implemented by quadrature method. In order to increase the degree of freedom of system design, we obtain the conditions for the orthogonal VSB transmission to be realized in the system implemented by this method and determine the characteristics of the low pass filters used.

ORTHOGONALITY CONDITIONS

A block diagram of N channel multiplexed PAM system is shown in Fig. 1, where N data channels share a single linear equalized transmission medium. $\{x_j(n)\}$ ($j=0,1,\dots,N-1$) is a sequence of transmitting symbols of the j th channel and the impulses with the amplitudes proportional to the symbols are applied to the j th transmitting filter with a transfer function $F_j(\omega)$ and an impulse response $f_j(t)$ at the rate of one impulse every T seconds. The output signals of all the transmitting filters are summed and transmitted to the equalized transmission medium the output signal of which is applied to the receiving filterbank consisting of N filters with transfer functions $F_0(\omega)^*$, $F_1(\omega)^*$, ..., $F_{N-1}(\omega)^*$, respectively, where $*$ denotes the complex conjugate. The output signals of these filters at time $t=nT$ are the received symbols $y_0(n)$, ..., $y_{N-1}(n)$, respectively.

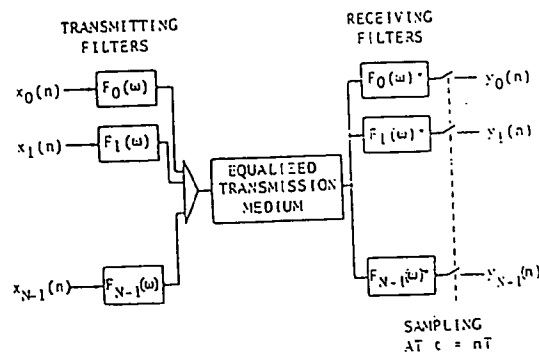


Fig. 1. A model of N channel PAM transmission system.

Assume the equalization of the transmission medium is ideal, then the transfer function of the j th channel is $[F_j(\omega)]^2$ and the condition required for distortionless data transmission without intersymbol and interchannel interference is that

$$\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_j(\omega - \frac{2n\pi}{T}) F_k(\omega + \frac{2n\pi}{T})^* = \delta_{jk} \quad (1)$$

holds for all ω , where δ_{jk} is a Kronecker delta. This is known as the generalized Nyquist criterion. [3]

The set of filters satisfying (1) with the minimum bandwidth is that of nonoverlapping rectangular filters each of which has the Nyquist bandwidth: $B=1/2T$. Practically, the data transmission system using these filters is unrealizable because an eye of the received signal does not open. The set of Chang's orthogonal signals [2], or the orthogonal VSB signals occupies much the same bandwidth as the theoretical minimum and does not conflict this difficulty.

First, we review the Chang's criterion. Suppose $F_j(\omega)$ ($j=0,1,\dots$) is represented by

$$F_j(\omega) = |F_j(\omega)| \exp(i \theta_j(\omega)) \quad (2)$$

Let $Q_j(\omega)$ ($j=1,2,\dots$) denote the rolloff characteristics that is a real, odd function and bandlimited within $[-\pi/2T, \pi/2T]$. We define the amplitude characteristic of $F_j(\omega)$ as

$$|F_j(\omega)|^2 = T \{ X \pi/T(|\omega| - j\pi/T) + Q_{2j}(|\omega| - j\pi/T) - Q_{2j+1}(|\omega| - (j+1)\pi/T) \} \quad (3)$$

where

$$X_\Omega(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \Omega \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

and $Q_0(\omega) = 0$. Then, the intersymbol interference does not occur within each channel because each $F_j(\omega)$ satisfies the Nyquist criterion. Also define the phase characteristic $\theta_j(\omega)$ of $F_j(\omega)$ such that it satisfies the relation

$$\theta_j(\omega) - \theta_{j+1}(\omega) = (m + \frac{1}{2})\pi + \gamma_j(\omega - (j+1)\pi/T) \quad (4)$$

in the region $|\omega - (j+1)\pi/T| \leq \pi/2T$, where $\gamma_j(\omega)$ is an arbitrary odd function and m is any integer. Then, the function set $\{F_j(\omega)\}$ ($j=0,1,\dots$) satisfies the generalized Nyquist criterion. An example of the amplitude characteristics of these signals is shown in Fig. 2.

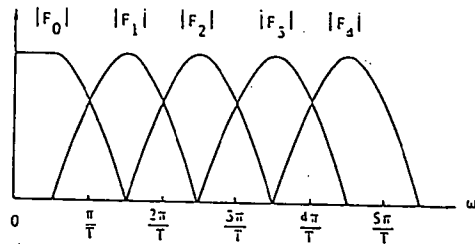


Fig.2. A set of orthogonal VSB signals.

The transmission bandwidth of the multiplexed PAM system using the orthogonal VSB signals is only $1/4T$ wider in baseband transmission or $1/2T$ wider in bandpass transmission than that of the ideal PAM system using rectangular filtering. These excess bandwidths become negligible when the number of channels is large. The function set $\{F_j(\omega)\}$ satisfying

(3) and (4) has a great deal of freedom. Now we restrict our attention to the following signals of practical importance:

Suppose all the rolloff characteristics $Q_j(\omega)$ ($j=1,2,\dots$) are identical and equal to $Q(\omega)$, so that the amplitude characteristics of $F_j(\omega)$ are expressed in $\omega \geq 0$ as

$$|F_0(\omega)|^2 = T \{ X \pi/T(|\omega|) - Q(|\omega| - \pi/T) \} \\ |F_j(\omega)| = |R(\omega - (2j+1)\pi/2T)| \quad (j=1,2,\dots) \quad (5)$$

where

$$|R(\omega)|^2 = T \{ X \pi/2T(|\omega|) - Q(|\omega| - \pi/2T) \} \quad (6)$$

Also suppose all the phase characteristics $\theta_j(\omega)$ are identically shaped and expressed in $\omega \geq 0$ by the real function $\theta(\omega)$ defined in $[-\pi/T, \pi/T]$ as

$$\theta_0(\omega) = \begin{cases} \text{any} & 0 \leq \omega < \pi/2T \\ \theta(\omega - \pi/2T) & \omega \geq \pi/2T \end{cases} \quad (7)$$

$$\theta_j(\omega) = \theta(\omega - (2j+1)\pi/2T) \quad (j=1,2,\dots)$$

Since the phase characteristics must satisfy (4), $\theta(\omega)$ should have the following form:

$$\theta(\omega) = \phi(\omega) + \psi(\omega) \quad (8)$$

where $\psi(\omega)$ is an arbitrary even function and

$$\phi(\omega) = (m + \frac{1}{2}) \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin 2n\omega T \quad (9)$$

where m is any integer and $\{a_n\}$ is an arbitrary real number sequence.

We define the function $R(\omega)$ as expressed by

$$R(\omega) = |R(\omega)| \exp(i \phi(\omega)) \quad (10)$$

where the amplitude characteristic $|R(\omega)|$ is given by (6) and the phase characteristic $\phi(\omega)$ is given by (9). Since $|R(\omega)|$ is even and $\phi(\omega)$ is odd, the inverse Fourier transform $r(t)$ of $R(\omega)$ is real. Using the function $R(\omega)$, we have an expression of $F_j(\omega)$ in $\omega \geq 0$ as

$$F_j(\omega) = R(\omega - (2j+1)\pi/2T) \exp(i \psi(\omega - (2j+1)\pi/2T)) \quad (11)$$

from (2), (5), and (7). By restricting the arbitrary even function $\psi(\omega)$ in (11) to a constant Ψ , we obtain the following

Theorem

A set of functions $\{f_j(t)\}$ ($j=1,2,\dots$) defined by

$$f_j(t) = 2r(t) \cos((2j+1)\pi t/2T + \Psi) \quad (12)$$

satisfies the generalized Nyquist criterion, where $r(t)$ is a real function with the amplitude and the phase characteristic represented by (6) and (9), respectively, and Ψ is any fixed constant.

If we put $\Psi = 0$ in (12), the amplitude and the phase characteristic $|F_0(\omega)|$ and $\theta_0(\omega)$ of the 0th order function $f_0(t) = 2r(t)\cos \pi t/2T$ satisfy (5) and (7), respectively. Thus, the theorem holds for $j=0,1,2,\dots$

Corollary

A set of functions $\{f_j(t)\}$ ($j = 0, 1, 2, \dots$) defined by

$$f_j(t) = 2 r(t) \cos(2j+1)\pi t/2T \quad (13)$$

satisfies the generalized Nyquist criterion.

SYNTHESIS BY QUADRATURE METHOD

From (12) we have

$$\begin{aligned} f_{2j-1}(t) &= r_c(t) \cos(2j\pi t/T + \psi) - r_s(t) \sin(2j\pi t/T + \psi) \\ f_{2j}(t) &= r_c(t) \cos(2j\pi t/T + \psi) + r_s(t) \sin(2j\pi t/T + \psi) \end{aligned} \quad (14)$$

where

$$\begin{aligned} r_c(t) &= 2 r(t) \cos \pi t/2T \\ r_s(t) &= -2 r(t) \sin \pi t/2T \end{aligned} \quad (15)$$

It follows that any member function in the theorem is generated by quadrature method using two kinds of low pass filters with the impulse response $r_c(t)$ and $r_s(t)$, respectively, and the carriers $\cos(2j\pi t/T + \psi)$ and $\sin(2j\pi t/T + \psi)$. Since the 0 th order function $f_0(t)$ in (13) agrees with the function $r_c(t)$, any function represented by (13) is also generated by using these filters. These facts are used to implement the modulator.

Suppose $x_{2j-1}(n)$ and $x_{2j}(n)$ denote the transmitting symbol of the $2j-1$ th and the $2j$ th channel, respectively, then the transmitting signal of these two channels is

$$\begin{aligned} &x_{2j-1}(n) f_{2j-1}(t - nT) + x_{2j}(n) f_{2j}(t - nT) \\ &= [x_{2j-1}(n) + x_{2j}(n)] r_c(t - nT) \cos(2j\pi t/T + \psi) \\ &\quad + [-x_{2j-1}(n) + x_{2j}(n)] r_s(t - nT) \sin(2j\pi t/T + \psi) \end{aligned}$$

Thus, the modulator for these channels is synthesized from two low pass filters with the impulse response $r_c(t)$ and $r_s(t)$, respectively, two multipliers, an adder, and a subtractor. A block diagram of the modulator is shown in Fig.3.

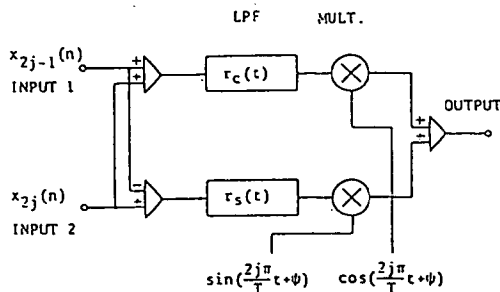


Fig.3. Synthesis of the modulator by quadrature method.

Next, we consider the implementation of the demodulator. Since the receiving filter of the $2j-1$ th channel has the impulse response $f_{2j-1}(-t)$, the response of the demodulator of this channel for an input signal $q(t)$ is

$$h_{2j-1}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\tau) f_{2j-1}(\tau - t) d\tau$$

By using (14), we have the response at the sample point $t = nT$ as

$$h_{2j-1}(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\tau) \{ \cos(2j\pi\tau/T + \psi) r_c(\tau - nT) - \sin(2j\pi\tau/T + \psi) r_s(\tau - nT) \} d\tau$$

In the same way, we have the response of the $2j$ th channel as

$$h_{2j}(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\tau) \{ \cos(2j\pi\tau/T + \psi) r_c(\tau - nT) + \sin(2j\pi\tau/T + \psi) r_s(\tau - nT) \} d\tau$$

Since the integral

$$\int_{-\infty}^{\infty} q(\tau) \cos(2j\pi\tau/T + \psi) r_c(\tau - nT) d\tau$$

in the above equations is regarded as the convolution of the function $q(t) \cos(2j\pi t/T + \psi)$ with $r_c(-t)$, it is generated by applying the signal $q(t) \cos(2j\pi t/T + \psi)$ to the filter with the impulse response $r_c(-t)$ and reading the output signal at the time $t = nT$. The remainder of the above responses is obtained in the same way. Thus, the demodulator for these two channels is implemented by two low pass filters with the impulse response $r_c(-t)$ and $r_s(-t)$, respectively, two multipliers, an adder, and a subtractor, as shown in Fig.4.

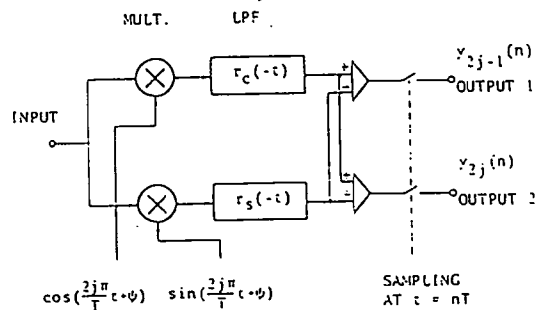


Fig.4. Synthesis of the demodulator by quadrature method.

When the 0 th order function $f_0(t)$ is used in baseband transmission, the low pass filters with the impulse response $r_c(t)$ and $r_c(-t)$ are used as the modulator and the demodulator, respectively.

EXTENSIONS

We have shown the orthogonal VSB transmission system is implemented by quadrature method using four kinds of low pass filters, two in the modulator and two in the demodulator. The characteristics of these filters might be determined by (15). In order to increase the degree of freedom of the filter design, however, we return to the modulator and the demodulator construction of Fig.3 and 4, respectively, and obtain

the conditions for the orthogonal VSB transmission to be possible in the transmission system using them. For conciseness, we show the results without proof.

Assume the modulator has the same construction as the one shown in Fig.3, in which two filters are bandlimited within the frequency band $[0, 3/4T]$ and have the undetermined impulse response $r_c(t)$ and $r_s(t)$, and the transfer function $R_c(\omega)$ and $R_s(\omega)$, respectively, and the carriers are $\cos(\omega_0 t + \psi_0)$ and $\sin(\omega_0 t + \psi_0)$ with an arbitrary angular frequency ω_0 and phase ψ_0 . Also assume the demodulator has the same construction as the one shown in Fig.4, in which two filters have the impulse response $r_c(-t)$ and $r_s(-t)$, respectively, and the carriers are $\cos(\omega_1 t + \psi_1)$ and $\sin(\omega_1 t + \psi_1)$ with the angular frequency ω_1 that is equal to or has the difference of a multiple of $2\pi/T$ from ω_0 .

In order for the orthogonality to hold between the channels with the same carrier, the phase ψ_1 must be equal to ψ_0 and $R_c(\omega)$ and $R_s(\omega)$ must satisfy the Nyquist criterion, respectively.

Also, the orthogonality between the channels with the different carriers requires that $R_c(\omega)$ and $R_s(\omega)$ have the common amplitude characteristic $A(\omega)$ and the phase characteristics $\alpha_c(\omega)$ and $\alpha_s(\omega)$ represented by

$$\alpha_c(\omega) = \begin{cases} \beta_c(\omega - \pi/T) + \pi/4 & |\omega - \pi/T| < b\pi/T \\ \beta_{c0}(\omega) & |\omega| \leq (1-b)\pi/T \\ \beta_c(\omega + \pi/T) - \pi/4 & |\omega + \pi/T| < b\pi/T \end{cases} \quad (16)$$

$$\alpha_s(\omega) = \begin{cases} \beta_s(\omega - \pi/T) - \pi/4 & |\omega - \pi/T| < b\pi/T \\ \beta_{s0}(\omega) & |\omega| \leq (1-b)\pi/T \\ \beta_s(\omega + \pi/T) + \pi/4 & |\omega + \pi/T| < b\pi/T \end{cases}$$

respectively, except for an arbitrary amount of the common delay, where $\beta_c(\omega)$, $\beta_{c0}(\omega)$, $\beta_s(\omega)$, and $\beta_{s0}(\omega)$ are arbitrary odd functions and $b \leq 0.5$ is a rolloff rate. The carrier phase of each modulator must be set so as to cancel the phase shifts between the adjacent modulators due to the delay of the filters.

If we choose the arbitrary terms in (16) as

$$\beta_c(\omega) = \beta_s(\omega) \quad |\omega| < b\pi/T \quad (17)$$

then the orthogonal VSB transmission is realized.

The low pass filters $R_c(\omega)$ and $R_s(\omega)$ are characterized by the common amplitude characteristic satisfying the Nyquist criterion with $b \leq 0.5$ and the phase characteristics with the phase difference $\pi/2$ in the rolloff region $|\omega - \pi/T| < b\pi/T$, but have a great deal of freedom. If we further choose the arbitrary phase terms so as to satisfy

$$\beta_c(\omega) = \beta_s(\omega) = 0 \quad \text{and} \quad \beta_{c0}(\omega) = -\beta_{s0}(\omega) \quad (18)$$

we have the relation $R_c(\omega)^* = R_s(\omega)$ except for an arbitrary delay term. Thus, the characteristics of two filters used in the modulator, so that the orthogonal VSB transmission system with any number of channels is implemented by two kinds of low pass filters $R_c(\omega)$ and $R_s(\omega)$. An example of the characteristics of these filters is shown in Fig.5.

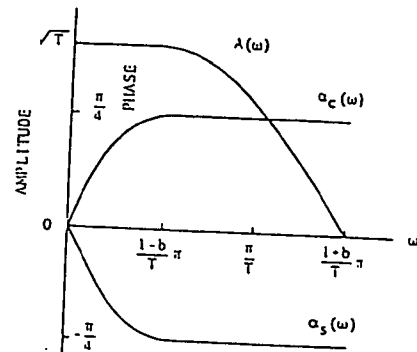


Fig.5. An example of the amplitude characteristic $A(\omega)$ and the phase characteristics $\alpha_c(\omega)$ and $\alpha_s(\omega)$ of the low pass filters.

CONCLUSIONS

We have shown a practical method of implementing the modulator and the demodulator used in the orthogonal VSB transmission system by quadrature method, which is known to be efficient in respects of the frequency utilization and the matching to the characteristics of the transmission medium. Two kinds of filters used in the modulators are characterized by the common amplitude characteristic satisfying the Nyquist criterion with less than 50 percent rolloff and the phase characteristics with 90 degrees phase difference in the rolloff region. The filters used in the demodulators have the same amplitude characteristic as and the opposite phase characteristics to those used in the modulators. Those used in the modulators and the demodulators can share the same characteristics, so that the orthogonal VSB transmission system with any number of channels can be implemented by two kinds of filters. In baseband transmission the carrier frequencies must be set to the multiples of the baud rate, while in bandpass transmission they can be arranged with the spacing equal to the baud rate, but with an arbitrary offset.

The multichannel orthogonal VSB transmission implemented by quadrature method has a similarity with the multichannel QAM proposed by Saltzberg, [4] but has advantages over the latter that it has less sensitivity to distortions of the transmission medium because each channel occupies narrower bandwidth and that the number of sources of the interchannel interference is less because only two adjacent channels share the common frequency band instead of four in the latter, so that the automatic equalizer for cancelling the interference can be simplified.

Also, it has advantages over the usual VSB or QAM transmission:

- (i) Higher efficiency is attained in the frequency utilization because the excess bandwidth decreases as the number of multiplexed channels increases.
- (ii) It has less sensitivity to the distortions of the transmission medium because each channel shares only a small part of the frequency band.
- (iii) The good matching between the transmission quality and the amount of the transmitted information

is attained in each channel.

(iv) A high speed modem is implemented by the use of low speed components, so that the techniques of digital filtering and automatic equalization can easily be applied, although, the larger is the number of channels, the more components are required.

With the above features, the orthogonal VSB transmission will complement the defects of the conventional modulation techniques and will find many advantages in the field of digital transmission of the following areas:

- (i) High speed, non-regenerative PCM transmission via coaxial cables, submarine cables, radio links, etc.
- (ii) PCM transmission via communication satellites.
- (iii) PCM-FDM transmission.
- (iv) PCM-FM microwave transmission.
- (v) High speed data transmission via telephone networks.

REFERENCES

- [1] K. Nitadori, "Optimization of PAM transmission systems based on information criterion, "Trans. IECE Japan, 56-A, 2, p.96, February 1973.
- [2] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission, "Bell Sys. Tech. J., 45, 10, p.1775, December 1966.
- [3] D. A. Shnidman, "A generalized Nyquist criterion and an optimum linear receiver for a pulse modulation system, "Bell Sys. Tech. J., 46, 9, p.2163, November 1967.
- [4] B. R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system, "IEEE Trans., COM -15, 6, p.805, December 1967.

Broadcast Channels

THOMAS M. COVER, MEMBER IEEE

Abstract—We introduce the problem of a single source attempting to communicate information simultaneously to several receivers. The intent is to model the situation of a broadcaster with multiple receivers or a lecturer with many listeners. Thus several different channels with a common input alphabet are specified. We shall determine the families of simultaneously achievable transmission rates for many extreme classes of channels. Upper and lower bounds on the capacity region will be found, and it will be shown that the family of theoretically achievable rates dominates the family of rates achievable by previously known time-sharing and maximin procedures. This improvement is gained by superimposing high-rate information on low-rate information. All of these results lead to a new approach to the compound channels problem.

I. INTRODUCTION

THIS PAPER attempts to develop some intuition on the general topic of the simultaneous communication of information from one source to several receivers. Examples of simultaneous communication include broadcasting information to a crowd, or broadcasting TV information from a transmitter to multiple receivers in the area, or giving a lecture to a group of disparate backgrounds and aptitudes.

We will find that our proposed model will also be applicable to the situation of compound channels, where the transmitter does not know the true channel characteristics but wishes to transmit at an interesting rate to the receiver.

The general broadcast channel with k receivers is depicted in Fig. 1. Details of this formulation are made precise in Section III. The basic problem is to find the set of simultaneously achievable transmission rates (R_1, R_2, \dots, R_k) .

Suppose that the transmission channels to the receiver have respective channel capacities C_1, C_2, \dots, C_k bits per second. The first approach that suggests itself is the maximin approach—send at rate $C_{\min} = \min \{C_1, C_2, \dots, C_k\}$. Even this modest goal is only possible when the channels are compatible in some sense (see Section IX for the general expression). If the channels are compatible, each receiver will understand perfectly at the rate $R = C_{\min}$ bits/s. Here the transmission rate is limited by the worst channel. At the other extreme, information could be sent at rate $R = C_{\max}$, with resulting rates $R_i = 0, i = 1, 2, \dots, k-1$, for all but the best channel, and rate $R_k = C_{\max}$ for the best channel.

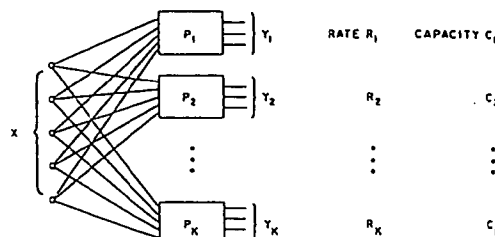


Fig. 1. Broadcast channel.

The next idea is that of time sharing. Allocate proportions of time $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k, \lambda_i \geq 0, \sum \lambda_i = 1$, to sending at rates C_1, C_2, \dots, C_k . Assuming compatibility of the channels and assuming $C_1 \leq C_2 \leq \dots \leq C_k$, we find that the rate of transmission of information through the i th channel is given by

$$R_i = \sum_{j=1}^k \lambda_j C_j, \quad i = 1, 2, \dots, k.$$

To our knowledge, no other schemes have been discussed in the literature, nor has the problem of the broadcast channel been formulated.

In this paper, we shall show that even this family of rates can be exceeded. In particular, it will be shown that for a slight degradation in the rate for the worst channel, an incrementally larger increase in the rate of transmission can be made for the better channels. The heuristic that will result from our discussion will be that one should not transmit simultaneously to several channels at the rate of the worst channel, nor should one attempt to transmit information by a time-sharing or time-multiplexing method, but rather one should distribute the high-rate information across the low-rate message.

Examples of good encodings for a family of binary symmetric channels and for a family of Gaussian channels will be presented. Also, the extreme case of orthogonal channels, in which it does not matter that one is trying to send two messages at once to two different people, will be considered, as well as the other extreme of incompatible channels, in which the transmission of information to one receiver precludes the transmission of information to the other.

II. TWO BINARY SYMMETRIC CHANNELS

Before proceeding with the precise formulation of a broadcast channel in Section III, let us pursue the case of two binary symmetric channels in heuristic detail. Unfamiliar terminology may be found in Ash [1] and Section III.

Let the input alphabet be $X = \{1, 2\}$ and the output

Manuscript received March 23, 1971; revised July 30, 1971. This work was supported by Contract F44620-69-C-0101 and Contract N-00014-67-A-0112-0044. Portions of this work were performed at Bell Telephone Laboratories, Murray Hill, N.J. This paper is based on talks presented at the IEEE International Symposium on Information Theory, Noordwijk, the Netherlands, June 1970, and subsequently at the 6th Berkeley Symposium on Probability and Statistics, Berkeley, Calif., July 1970.

The author is with the Department of Electrical Engineering and the Department of Statistics, Stanford University, Stanford, Calif. 94305. He is currently on sabbatical leave at the Department of Electrical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Mass., and at Harvard University, Cambridge, Mass.

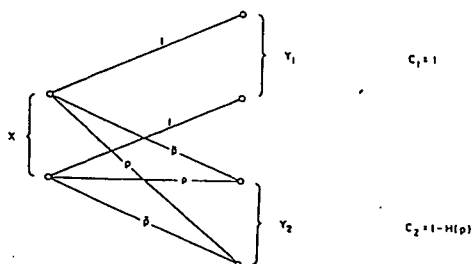


Fig. 2. Two binary symmetric channels.

alphabets for receivers 1 and 2 be $Y_1 = \{1,2\}$ and $Y_2 = \{1,2\}$. Let the channel matrices be given by

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad P_2 = \begin{bmatrix} \bar{p} & p \\ p & \bar{p} \end{bmatrix} \quad (1)$$

as depicted in Fig. 2.

Thus channel 1 is noiseless and channel 2 is a binary symmetric channel (BSC) with error probability p . The corresponding channel capacities are $C_1 = 1$ bit per transmission and $C_2 = C(p) = 1 - H(p)$ bits per transmission.

The maximin approach would have us transmit at rates $(R_1, R_2) = (C_1, C_2)$ as shown in Fig. 3. (The maximin points are loosely called the minimax points in the figures. Although not generally equal, minimax and maximin are equal in all examples depicted in the figures.) These rates can indeed be simultaneously achieved by using a standard $(2^{n(C_1+C_2)}, n, \epsilon_n)$ code for channel P_2 (see Wolfowitz [2]).

At the other extreme, we may send at rate $R_1 = 1$ with zero probability of error to receiver 1, with a resulting rate $R_2 = 0$ for channel 2. Then, by allocating a proportion of time λ to sending at rate (C_1, C_2) and a proportion of time $1 - \lambda$ to sending at rate $(1, 0)$, we obtain the family of rates shown by the straight line in Fig. 3. This we shall call the time-sharing lower bound of the set of achievable rates.

Now let us see how to do better. We know, from the random coding proof, that a good $(2^{n(C_1+C_2)}, n, \epsilon_n)$ code can be generated by choosing at random a subset S of $2^{n(C_1+C_2)}$ elements from the set of 2^n binary n -sequences $X^n = \{1,2\}^n$, and using the decoding rule that assigns the received vector $y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ to the element of S that is within Hamming distance $n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p)$ of y .

Let us choose a code of this form designed for a somewhat noisier channel; namely, the cascade of a BSC of parameter p and a BSC of parameter α , resulting in a BSC of parameter $\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p$, where $\bar{\alpha} = 1 - \alpha$. Thus there will be only $2^{n(C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon)}$ codewords in this set, but a larger noise of size $n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p)$ will be tolerated.

We now take advantage of this tolerance by packing in some extra message information intended solely for the perfect receiver Y_1 .

With each codeword x in $S \subseteq X^n = \{1,2\}^n$, we will associate the set of all codewords at Hamming distance

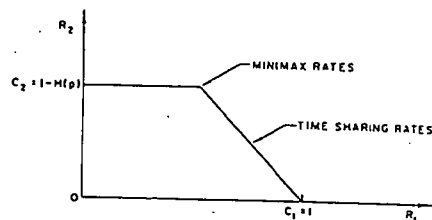


Fig. 3. Some achievable rates for the BSC.

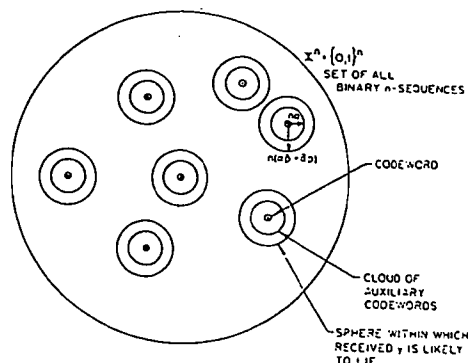


Fig. 4. Space of codewords for BSC.

equal to $[an]$, as suggested by the clouds of points shown in Fig. 4.

This code structure allows the transmission of an arbitrary integer $r \in \{1, 2, \dots, 2^{n(C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon)}\}$ to both receivers 1 and 2 and an arbitrary integer

$$s \in \left\{1, 2, \dots, \binom{n}{[an]}\right\}$$

to receiver 1. (See Section III for further elucidation of these ideas.) The message (r, s) is sent in the following manner. The integer r designates the cloud, and the integer s designates the point $x \in \{1,2\}^n$ within the cloud. This n -sequence x is then transmitted. The perfect channel receives $y_1 = x$ and thus correctly decodes both r and s . Since there are

$$\binom{n}{[an]} \approx 2^{nH(\alpha)}$$

points per cloud, we see that the transmission rate for channel 1 is

$$R_1 \triangleq \frac{1}{n} \log 2^{nH(\alpha)} 2^{n(C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon)} = C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + H(\alpha) - \epsilon. \quad (2)$$

Channel 2 perceives the cloud center as if it had been sent through an additional BSC of parameter α (due to the choice of s). However, since the cloud centers were chosen to be distinguishable over a BSC of parameter $\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p$, we see that r is correctly decoded by receiver Y_2 . Thus

$$R_2 = C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon. \quad (3)$$

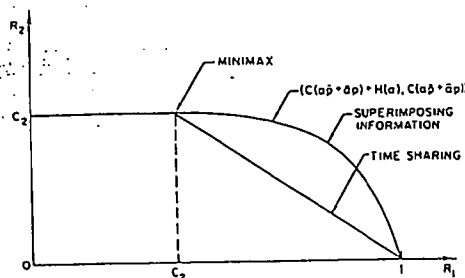


Fig. 5. Set of achievable rates for BSC.

This argument suggests that (R_1, R_2) is jointly achievable. The Appendix contains the proof. Letting α range from 0 to 1 generates the new achievable set of rates shown in Fig. 5. We strongly believe that Fig. 5 exhibits the optimal region of achievable rates.

This curve dominates the time-sharing curve. We note also that near the minimax point, the slope is zero. Thus an infinitesimal degradation in the rate for the poor channel will allow an infinitesimally infinite increase in the rate for the good channel. Consequently, at least for two BSC, superposition of information dominates time sharing.

This example naturally leads to a conjecture concerning the evaluation of the capacity region for a special class of broadcast channels in which one channel is a degraded version of the other.

Definition: Let P and Q be channel matrices of size $|X| \times |Y_1|$ and $|X| \times |Y_2|$, respectively. Q will be said to be a *degraded version* of P if there exists a stochastic matrix M such that $P = QM$. Shannon[6] has shown that the capacity of channel Q is not greater than that of channel P .

Conjecture 1: Let S be an arbitrary $|X| \times |X|$ channel matrix corresponding to the channel density $p(x|s)$ and let $p(s)$ be an arbitrary probability distribution on X . Let $p(s)$ induce the joint distribution $p(y_1, y_2, s, x) = p(s)p(x|s)p(y_1, y_2|x)$ on (y_1, y_2, s, x) . Let P_2 be a degraded version of P_1 . Then the set of achievable (R_1, R_2) pairs for the broadcast channel $(X, p(y_1, y_2|x), Y_1 \times Y_2)$ is given by $(I(S; Y_2) + I(X; Y_1|S), I(S; Y_2))$; generated by all channels S and probability distributions $p(s)$.

The two-BSC example in this section is a special case of this conjecture. The code that achieves (R_1, R_2) is constructed in an analogous manner. At the time of this writing, P. Bergmans at Stanford has made some progress on the proof of this conjecture. In fact, Bergmans' considerations have allowed me to modify the conjecture from an initially more ambitious version involving a larger class of channels mentioned in [6]. I no longer have any basis for belief in the more ambitious conjecture.

III. DEFINITIONS AND NOTATION

We shall define a two-receiver memoryless *broadcast channel*, denoted by $(X, p(y_1, y_2|x), Y_1 \times Y_2)$ or by

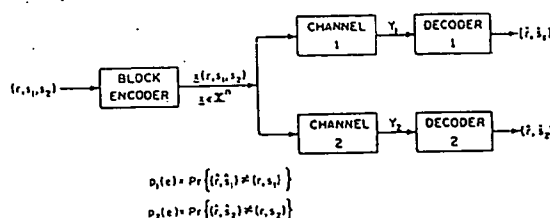


Fig. 6. Encoder and decoder for broadcast channel.

$p(y_1, y_2|x)$, to consist of three finite sets X, Y_1, Y_2 and a collection of probability distributions $p(\cdot, \cdot|x)$ on $Y_1 \times Y_2$, one for each $x \in X$. The interpretation is that x is an input to the channel and y_1 and y_2 are the respective outputs at receiver terminals 1 and 2 as shown in Fig. 6. The problem is to communicate simultaneously with receivers 1 and 2 as efficiently as possible.

For the development of this paper we shall need knowledge only of the marginal distributions

$$\begin{aligned} p_1(y_1|x) &= \sum_{y_2 \in Y_2} p(y_1, y_2|x) \\ p_2(y_2|x) &= \sum_{y_1 \in Y_1} p(y_1, y_2|x), \end{aligned} \quad (4)$$

which we have designated in the examples by channel matrices P_1 and P_2 of sizes $|X| \times |Y_1|$ and $|X| \times |Y_2|$, respectively. The possible dependence or independence of Y_1 and Y_2 given X is irrelevant, given the constraint that the decoding at the two receivers must be done independently.

The n th extension for a broadcast channel is the broadcast channel

$$(X^n, p(y_1, y_2|x), Y_1^n \times Y_2^n), \quad (5)$$

where $p(y_1, y_2|x) = \prod_{j=1}^n p(y_{1j}, y_{2j}|x_j)$, for $x \in X^n$, $y_1 \in Y_1^n$, $y_2 \in Y_2^n$.

An $((M_1, M_2, M_{12}), n)$ code for a broadcast channel consists of three sets of integers

$$R = \{1, 2, \dots, M_{12}\}$$

$$S_1 = \{1, 2, \dots, M_1\}$$

$$S_2 = \{1, 2, \dots, M_2\},$$

an encoding function

$$x: R \times S_1 \times S_2 \rightarrow X^n,$$

and two decoding functions

$$g_1: Y_1^n \rightarrow R \times S_1; g_1(y_1) = (\hat{r}, \hat{s}_1)$$

$$g_2: Y_2^n \rightarrow R \times S_2; g_2(y_2) = (\hat{r}, \hat{s}_2).$$

The set $\{x(r, s_1, s_2) | (r, s_1, s_2) \in R \times S_1 \times S_2\}$ is called the set of codewords. As illustrated in Fig. 6, we think of integers s_1 and s_2 as being arbitrarily chosen by the trans-

mitter to be sent to receivers 1 and 2, respectively. The integer r is also chosen by the transmitter and is intended to be received by both receivers. Thus r is the "common" part of the message and s_1 and s_2 are the "independent" parts of the message.

An error is made by the i th receiver if $g_i(y_i) \neq (r, s_i)$. If the message (r, s_1, s_2) is sent, let

$$\lambda_i(r, s_1, s_2) = \Pr\{g_i(y_i) \neq (r, s_i)\}, \quad i = 1, 2, \quad (6)$$

denote the probabilities of error for the two channels, where we note that y_1, y_2 are the only chance variables in the above expression.

We denote the (arithmetic average) probability of error in decoding (r, s_1) averaged over all choices of s_2 by

$$\bar{\lambda}_1(r, s_1) = \frac{1}{M_2} \sum_{s_2=1}^{M_2} \lambda_1(r, s_1, s_2). \quad (7)$$

Similarly, for channel 2 we define

$$\bar{\lambda}_2(r, s_2) = \frac{1}{M_1} \sum_{s_1=1}^{M_1} \lambda_2(r, s_1, s_2). \quad (8)$$

Finally, we define the overall arithmetic average probabilities of error of the code for channels 1 and 2 as

$$\bar{p}_1(e) = \frac{1}{M_1 M_{12}} \sum_{r, s_1} \bar{\lambda}_1(r, s_1) = \frac{1}{M} \sum_{r, s_1, s_2} \lambda_1(r, s_1, s_2) \quad (9)$$

$$\bar{p}_2(e) = \frac{1}{M_2 M_{12}} \sum_{r, s_2} \bar{\lambda}_2(r, s_2) = \frac{1}{M} \sum_{r, s_1, s_2} \lambda_2(r, s_1, s_2), \quad (10)$$

where

$$M = M_1 M_2 M_{12}. \quad (11)$$

The overbar on $\bar{p}_i(e)$ will serve as a reminder that this probability of error is calculated under a special distribution; namely, the uniform distribution over the codewords.

We shall also be interested in the maximal probabilities of error

$$\lambda_i = \max_{r, s_1, s_2} \Pr\{g_i(y_i) \neq (r, s_i) \mid (r, s_1, s_2)\}, \quad i = 1, 2, \quad (12)$$

corresponding to the worst codeword with respect to each channel. Note that $\lambda_i \geq \bar{p}_i(e)$.

We shall define the rate (R_1, R_2, R_{12}) of an $((M_1, M_2, M_{12}), n)$ code by

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{n} \log M_1 M_{12} \\ R_2 &= \frac{1}{n} \log M_2 M_{12} \\ R_{12} &= \frac{1}{n} \log M_{12} \end{aligned} \quad (13)$$

all defined in bits/transmission. Thus R_i is the total rate of transmission of information to receiver i , $i = 1, 2$, and R_{12} is the portion of the information common to both receivers.

Comment: When λ_i and $\bar{p}_i(e)$ refer to the n th extension

of a broadcast channel, we will often designate this explicitly by $\lambda_i^{(n)}, \bar{p}_i^{(n)}(e)$.

Definition: The rate (R_1, R_2, R_{12}) is said to be *achievable* by a broadcast channel if, for any $\epsilon > 0$ and for all n sufficiently large, there exists an $((M_1, M_2, M_{12}), n)$ code with

$$\begin{aligned} M_1 M_{12} &\geq 2^{nR_1} \\ M_2 M_{12} &\geq 2^{nR_2} \\ M_{12} &\leq 2^{nR_{12}} \end{aligned} \quad (14)$$

such that $\bar{p}_1^{(n)}(e) < \epsilon$, $\bar{p}_2^{(n)}(e) < \epsilon$.

Comment: Note that the total number $M = M_1 M_2 M_{12}$ of codewords for a code satisfying (14) must exceed $2^{n(R_1 + R_2 - R_{12})}$.

Definition: The *capacity region* \mathfrak{R}^* for a broadcast channel is the set of all achievable rates (R_1, R_2, R_{12}) .

The goal of this paper is to determine \mathfrak{R}^* for as large a class of channels as possible.

Comment: We shall sometimes let \mathfrak{R}^* also denote the set of achievable (R_1, R_2) pairs. However, at this stage in our understanding, it seems that sole concern with (R_1, R_2) , with the exclusion of concern with R_{12} , would result in a coarsened and cumbersome theoretical development.

Comment: The extension of the definition of the broadcast channel from two receivers to k receivers is notationally cumbersome but straightforward, given the following comment. The index sets R, S_1, S_2 should be replaced by $2^k - 1$ index sets $I(\theta)$, $\theta \in \{0, 1\}^k$, $\theta \neq 0$, with the interpretation that the integer $i(\theta)$ selected in index set $I(\theta) = \{1, 2, \dots, M(\theta)\}$ is intended (by the proper code selection) to be received correctly by every receiver j for which $\theta_j = 1$ in $\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)$. Then, for example, the rate of transmission over the n th extension of a broadcast channel to the i th receiver will be given by

$$R_i = \frac{1}{n} \log \prod_{\substack{\theta \in \{0, 1\}^k \\ \theta_i = 1}} M(\theta) = \frac{1}{n} \sum_{\theta \in \{0, 1\}^k} \log M(\theta). \quad (15)$$

In the two-receiver broadcast channel, the corresponding sets in the new notation are $R = I(1, 1)$, $S_1 = I(1, 0)$, $S_2 = I(0, 1)$.

Section IV treats the best two-channel situation and Section V treats the worst.

IV. ORTHOGONAL CHANNELS

In this section we shall investigate a broadcast channel in which efficient communication to one receiver in no way interferes with communication to the other. A movie designed to be shown simultaneously to a blind person and a deaf person would be such an example.

Consider the broadcast channel with $X = \{1, 2, 3, 4\}$, $Y_1 = \{1, 2\}$, $Y_2 = \{1, 2\}$, with

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

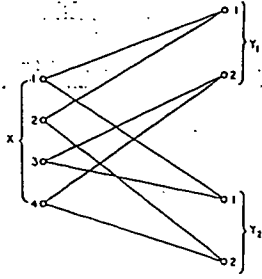


Fig. 7. Orthogonal channel.

as depicted in Fig. 7. As before,

$$(P_k)_{ij} = \Pr \{Y_k = j \mid x = i\}, \quad k = 1, 2; j = 1, 2; i = 1, 2, 3, 4.$$

We easily calculate $C_1 = C_2 = 1$ bit/transmission. Clearly, from the standpoint of receiver y_1 , inputs $x = 1$ and $x = 2$ both result in $y_1 = 1$ with probability 1 and can therefore be merged. Proceeding with this analysis, we find that Y_1 can determine only $x \in \{1, 2\}$ versus $x \in \{3, 4\}$, while Y_2 can determine only $x \in \{1, 3\}$ versus $x \in \{2, 4\}$.

For this example, $C_1 = 1$ and $C_2 = 1$ and are, respectively, attained for $\Pr \{x = 1\} + \Pr \{x = 2\} = \frac{1}{2}$ and $\Pr \{x = 1\} + \Pr \{x = 3\} = \frac{1}{2}$. Solving these simultaneous equations, we find $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2)) = (1, 1)$ can be achieved by $\Pr \{x = i\} = \frac{1}{4}$, $i = 1, 2, 3, 4$. This in itself does not guarantee that (C_1, C_2) can be simultaneously achieved. However, there does exist a coding theorem for this channel. Let $u_1 \in \{1, 2\}$, $u_2 \in \{1, 2\}$ denote the message bits that we wish to transmit to Y_1 and Y_2 , respectively.

Make the association from pairs of u to input symbols

$$\begin{aligned} (u_1, u_2) &= (1, 1) \mapsto 1 \\ (u_1, u_2) &= (1, 2) \mapsto 2 \\ (u_1, u_2) &= (2, 1) \mapsto 3 \\ (u_1, u_2) &= (2, 2) \mapsto 4 \end{aligned} \quad (17)$$

and send the appropriate input symbol x . Then $y_1 = u_1$ and $y_2 = u_2$, and capacities C_1 and C_2 are simultaneously achieved. Since u_1 and u_2 may be chosen independently, we may also achieve $R_{12} = 1$ by this scheme. Fig. 8 shows the set of achievable rates. The upper bound theorem of Section VIII establishes this region as optimal.

The noiselessness of the channels is not crucial. This broadcast channel remains orthogonal in the sense that $(R_1, R_2) = (C_1, C_2)$ may be achieved even if we define the new channels

$$P_1 = \begin{bmatrix} r_1 & \bar{r}_1 \\ \bar{r}_1 & r_1 \end{bmatrix} \quad P_2 = \begin{bmatrix} r_2 & \bar{r}_2 \\ \bar{r}_2 & r_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

In this case, $C_1 = 1 - H(r_1)$ and $C_2 = 1 - H(r_2)$. C_1 and C_2 may be simultaneously achieved by selecting sequences of

$$(2^{n(C_1 - \epsilon)}, n, \lambda_1^{(n)}), (2^{n(C_2 - \epsilon)}, n, \lambda_2^{(n)})$$

codes with words in $\{0, 1\}^n$ such that $\lambda_1^{(n)} \rightarrow 0$, $\lambda_2^{(n)} \rightarrow 0$,

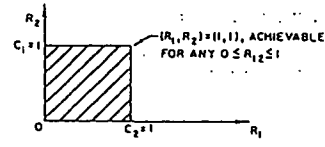


Fig. 8. Achievable rates for the orthogonal channel.

as $n \rightarrow \infty$, and selecting $x_i \in \{1, 2\}$ or $x_i \in \{3, 4\}$ according to the value of the i th bit of the codeword chosen to be sent from the first code and selecting $x_i \in \{1, 3\}$ or $x_i \in \{2, 4\}$ according to the value of the i th bit of the codeword selected from the second code. Here, any R_{12} such that $0 \leq R_{12} \leq \min \{C_1, C_2\}$ may also be achieved. Nothing more could be expected, and each channel performs no worse in the presence of the other than it would alone.

V. INCOMPATIBLE BROADCAST CHANNELS

In a search to find the worst case of incompatibility in simultaneous communication we turn to the following practical example which, for obvious reasons, we term the switch-to-talk channel.

Example 1—Switch-to-Talk: Let

$$X = X_1 \cup X_2$$

$$Y_1 = \bar{Y}_1 \cup \{\phi_1\}$$

$$Y_2 = \bar{Y}_2 \cup \{\phi_2\}$$

and

$$P_1 = \begin{matrix} & \begin{matrix} \bar{Y}_1 & \phi_1 \end{matrix} \\ \begin{matrix} X_1 \\ X_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} x & x & \cdots & x & 0 \\ x & & & & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$P_2 = \begin{matrix} & \begin{matrix} \bar{Y}_2 & \phi_2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} X_1 \\ X_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ x & x & \cdots & x & 0 \\ x & & & & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (19)$$

as shown in Fig. 9.

Each receiver has an indicator that lights when the sender is communicating with the other receiver. The idea is that when the sender wishes to communicate with Y_1 he uses $x \in X_1$, resulting in $y_2 = \phi_2$, indicating to receiver 2 that the sender is communicating with Y_1 . Similarly, to communicate with Y_2 , the sender uses $x \in X_2$, resulting in $y_1 = \phi_1$. This might correspond to the situation, for example, where a speaker fluent in Spanish and Dutch must speak simultaneously to two listeners, one of whom understands only Dutch and the other only Spanish.

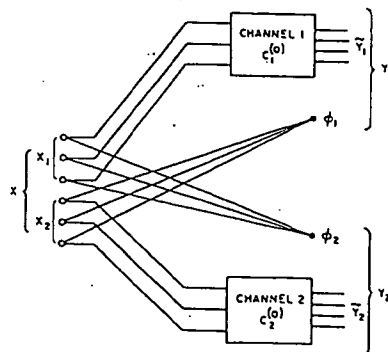


Fig. 9. The switch-to-talk channel.

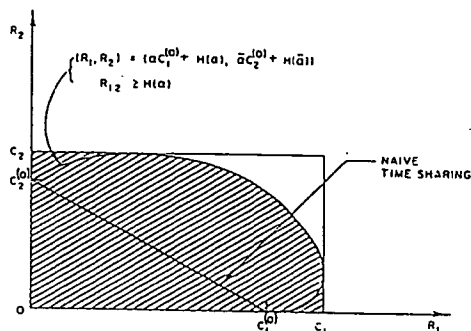


Fig. 10. Achievable rates for switch-to-talk channels.

Let channel 1 have capacity $C_1^{(0)}$ and channel 2 have capacity $C_2^{(0)}$. Using the known result for sum channels (see Shannon [3]) we find

$$C_1 = \log(1 + 2^{C_1^{(0)}})$$

and

$$C_2 = \log(1 + 2^{C_2^{(0)}}).$$

We shall discuss this example informally. Certainly $(R_1, R_2) = (C_1, 0)$ is achievable and $(R_1, R_2) = (0, C_2)$ is achievable, and hence, by time sharing, any pair of rates $(R_1, R_2) = (\lambda C_1, \lambda C_2)$, $0 \leq \lambda \leq 1$, is achievable. However, additional information is contained in the knowledge of ϕ ; and proper encoding of the transmission times to Y_1 and Y_2 can be used to send extra information to both channels. If channel 1 is used proportion α of the time, $\alpha C_1^{(0)}$ bits/transmission are received by Y_1 . However, $H(\alpha)$ additional bits/transmission are achieved by choosing which channel to send through independently at each instant by flipping a coin with bias α . In other words, modulation of the switch-to-talk button, subject to the time-proportion constraint α , allows the perfect transmission of one of $2^{H(\alpha)}$ additional messages to both receivers Y_1 and Y_2 .

Thus all (R_1, R_2) of the form $(R_1, R_2) = (\alpha C_1^{(0)} + H(\alpha), \alpha C_2^{(0)} + H(\alpha))$ can be achieved by choosing the subset of n transmissions devoted to the use of channel 1 in

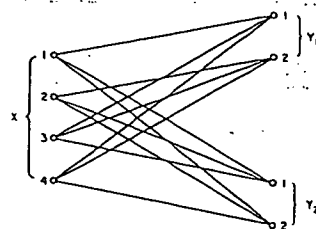


Fig. 11. Incompatible broadcast channels.

one of the $2^{H(\alpha)}$ possible ways. This bound cannot be achieved unless the information rate R_{12} common to both channels satisfies $R_{12} \geq H(\alpha)$. The results are summarized in Fig. 10.

It is an easy consequence of Section VIII that Fig. 10 corresponds to the capacity region for this channel, and therefore that this encoding scheme is optimal for the switch-to-talk channel.

The following example illustrates the worst case that may arise in simultaneous communications.

Example 2—Incompatible Case: Let

$$X = \{1, 2, 3, 4\}, Y_1 = \{1, 2\}, Y_2 = \{1, 2\}$$

and let

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad P_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

as shown in Fig. 11. Thus if X wishes to communicate with Y_1 over the perfect channel $x \in \{1, 2\} \rightarrow Y_1$, he must send pure noise to Y_2 , i.e., $\Pr\{y_2 = 1 \mid x \in \{1, 2\}\} = \frac{1}{2}$. A similar statement holds for X communicating with Y_2 .

In Section VIII we shall establish an upper bound on the capacity region by finding the set of all achievable $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2))$ pairs. Anticipating these results, we shall make this calculation for this example. Let $\Pr\{x = i\} = p_i$, $i = 1, 2, 3, 4$. Define $\alpha = p_1 + p_2$, $\bar{\alpha} = p_3 + p_4$. Then $H(Y_1) = H(p_1 + \bar{\alpha}/2)$ and $H(Y_1 \mid X) = \bar{\alpha}$, yielding $I(X \mid Y_1) = H(p_1 + \bar{\alpha}/2) - \bar{\alpha}$. Similarly, $I(X \mid Y_2) = H(p_4 + \alpha/2) - \alpha$.

First, fixing α , $\bar{\alpha}$ and maximizing over $0 \leq p_1 \leq \alpha$, $0 \leq p_4 \leq \bar{\alpha}$, we find the maximum values

$$I(X \mid Y_1) = 1 - \bar{\alpha} = \alpha$$

$$I(X \mid Y_2) = 1 - \alpha = \bar{\alpha} \quad (21)$$

achieved by $p_1 = p_2 = \alpha/2$ and $p_3 = p_4 = \bar{\alpha}/2$. This is the upper boundary of achievable $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2))$ pairs.

It may also be verified that, for any $\alpha \in [0, 1]$, there exist p_1, p_2, p_3, p_4 achieving any $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2))$ dominated by $(\alpha, 1 - \alpha)$. Thus we have the set \mathcal{I} of achievable $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2))$ pairs depicted in Fig. 12.

In Section VIII it will be shown that this region of jointly achievable $(I(X \mid Y_1), I(X \mid Y_2))$ pairs is an upper bound on the capacity region. However, we can trivially achieve any pair of rates (R_1, R_2) on the upper boundary of \mathcal{R} by simply

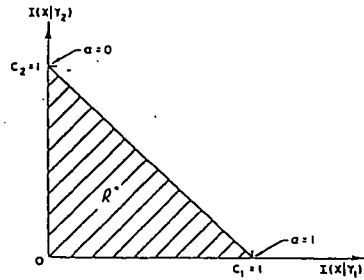


Fig. 12. Capacity region for incompatible channels.

time-sharing the two noiseless channels $x \in \{1,2\} \rightarrow Y_1$ and $x \in \{3,4\} \rightarrow Y_2$. If $x \in \{1,2\}$ is used a proportion α of the time, then rates $R_1 = \alpha$ and $R_2 = \bar{\alpha} = 1 - \alpha$ may be achieved without any additional coding. Thus the upper bound can be achieved with trivial coding procedures, and Fig. 12 therefore corresponds to the capacity region.

Here, then, is an example in which the two channels are so incompatible that one can do no better than time sharing—i.e., using one channel efficiently part of the time and the other channel the remainder. Fortunately, for those wishing to get something for nothing, this is the exception rather than the rule.

VI. THE BOTTLENECK CHANNEL

Consider the broadcast channel in which the two channels have the same structure, i.e.,

$$p_1(y_1 | x) = p_2(y_2 | x), \forall x \in X, \forall y_1, y_2 \in Y_1 = Y_2 = Y$$

as shown in Fig. 13. We shall term this the bottleneck channel.

Here, we note that any code for receiver Y_1 is also a code with the same error properties for receiver Y_2 . Thus Y_1 and Y_2 both perceive correctly the transmitted sequence x with low probability of error.

Let the capacity of channel P be denoted by $C_1 = C_2 = C$ bits per transmission. Now, since both receivers receive the same information about X , it follows that both receivers 1 and 2 will be able to correctly recover r, s_1 and s_2 if and only if (R_1, R_2, R_{12}) is an achievable rate. Counting the number of messages per unit time necessary to transmit (r, s_1, s_2) correctly yields the following proposition [see comment following (14)].

Proposition: (R_1, R_2, R_{12}) is an achievable rate for the broadcast bottleneck channel of capacity C if and only if

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 - R_{12} &\leq C \\ 0 &\leq R_1 \leq C \\ 0 &\leq R_2 \leq C \\ 0 &\leq R_{12} \leq C \end{aligned} \quad (22)$$

As an important application of these ideas, suppose that we wish to send a random process $U = \{U_n : n = 1, 2, \dots\}$ to receiver 1 and a random process $V = \{V_n : n = 1, 2, \dots\}$

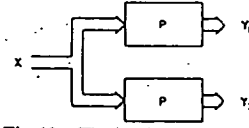


Fig. 13. The bottleneck channel.

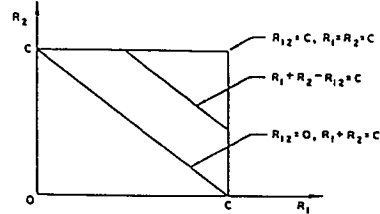


Fig. 14. Achievable rates for bottleneck channel.

to receiver 2 through the bottleneck channel P with arbitrarily small probability of error. (See Fig. 15).

Assume that $U = \{U_n\}$ and $V = \{V_n\}$ are jointly ergodic processes taking values in finite alphabets. By jointly ergodic, we mean that the process $Z_n = (U_n, V_n)$ is ergodic. We recall that the definition of the entropy of an ergodic process $\{Z_n\}$ is defined by

$$H(Z) = \lim_{n \rightarrow \infty} n^{-1} H(Z_1, Z_2, \dots, Z_n). \quad (23)$$

We assert the following.

Fact: Asymptotically error free transmission of $\{U_1, U_2, \dots, U_n\} \rightarrow \{\hat{U}_1, \hat{U}_2, \dots, \hat{U}_n\}$ and $\{V_1, V_2, \dots, V_n\} \rightarrow \{\hat{V}_1, \hat{V}_2, \dots, \hat{V}_n\}$ over the bottleneck channel of capacity C can be accomplished if and only if

$$H(U, V) < C. \quad (24)$$

Proof: The well-known idea of the encoding is to enumerate the $2^{n(H(U, V) + \epsilon)}$ ϵ -typical sequences and send the index of the actually occurring sequence (z_1, z_2, \dots, z_n) over the channel. If $H(U, V) + \epsilon < C$, then this index will be correctly transmitted with probability of error $\epsilon/2$ for sufficiently large n . Since the probability that a random (z_1, z_2, \dots, z_n) will be typical can be made $\geq 1 - \epsilon/2$ for sufficiently large n , the overall probability of error can be made less than ϵ . The converse follows the standard argument for a single channel.

The generalization of this result to arbitrary broadcast channels is unknown.

Let us now compare the orthogonal channel with the bottleneck channel. The orthogonal channel of Section IV achieves $(R_1, R_2) = (1, 1)$ with arbitrary joint rate $0 \leq R_{12} \leq 1$. Thus fully independent messages ($R_{12} = 0$) or maximally dependent messages ($R_{12} = 1$) can be sent simultaneously to receivers 1 and 2.

At the other extreme, in the case of the bottleneck channel with capacity $C = 1$, we can simultaneously achieve $R_1 = 1$, $R_2 = 1$. Here however, it may be seen that achieving $(R_1, R_2) = (1, 1)$ implies $R_{12} = 1$. Thus the messages sent to 1 and 2 must be maximally dependent, and in fact equal.

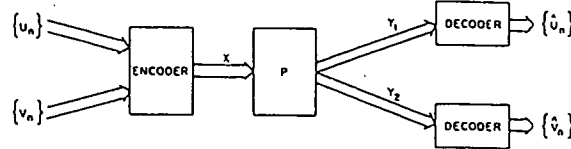


Fig. 15. Sending two random processes over the same channel.

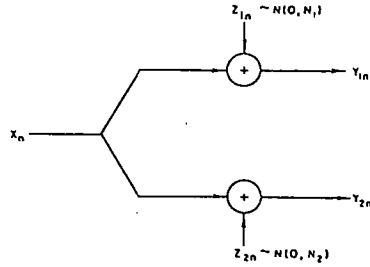


Fig. 16. Gaussian broadcast channel.

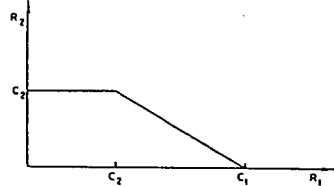


Fig. 17. Time sharing rates for the Gaussian broadcast channel.

VII. GAUSSIAN CHANNELS

Consider the time-discrete Gaussian broadcast channel with two receivers depicted in Fig. 16.

Let $z_1 = (z_{11}, z_{12}, \dots, z_{1n}, \dots)$ be a sequence of independently identically distributed (i.i.d.) normal random variables (RV) with mean zero and variance N_1 , and let $z_2 = (z_{21}, z_{22}, \dots, z_{2n}, \dots)$ be i.i.d. normal RV with mean zero and variance N_2 . Let $N_1 < N_2$. At the i th transmission the real number x_i is sent and $y_{1i} = x_i + z_{1i}$, $y_{2i} = x_i + z_{2i}$ are received. In our analysis it is irrelevant whether z_{1i} and z_{2i} are correlated or not (although in the feedback case it may make a difference). Let there be a power constraint on the transmitted power, given for any n by

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 \leq S \quad (25)$$

for any signal $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ of block length n .

It is well known that the individual capacities are $C_1 = \frac{1}{2} \log(1 + S/N_1)$ and $C_2 = \frac{1}{2} \log(1 + S/N_2)$ bits/transmission, where all logarithms are to the base 2.

Time sharing will achieve any convex combination of (C_2, C_2) and $(C_1, 0)$, as shown in Fig. 17.

Now let us see how we can improve on this performance. Think of the signal s_2 (intended for the high noise receiver Y_2) as a sequence of i.i.d. $N(0, \bar{\alpha}S)$ RV. Superimposed on this sequence will be a sequence s_1 that may be considered

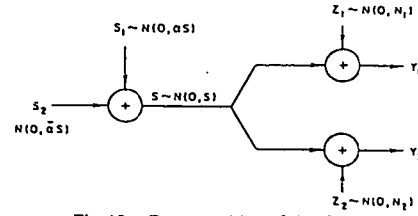


Fig. 18. Decomposition of the signal.

as a sequence of i.i.d. $N(0, \alpha S)$ RV. Here $0 \leq \alpha \leq 1$ and $\bar{\alpha} = 1 - \alpha$. Thus the sequence $s = s_1 + s_2$ will be a sequence of i.i.d. $N(0, S)$ RV. The received sequences $y_1 = s_1 + s_2 + z_1$ and $y_2 = s_1 + s_2 + z_2$ are depicted in Fig. 18.

Now s_1 and z_2 are considered to be noise by receiver 2. We see that $s_{1i} + z_{2i}$ are i.i.d. $N(0, \alpha S + N_2)$ RV. Therefore, messages may be sent at rates less than

$$\frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\bar{\alpha}S}{\alpha S + N_2} \right) \triangleq C_2(\alpha)$$

to receiver Y_2 with probability of error near zero for sufficiently large block length n . That is, there exists a sequence of $(2^{n(C_2(\alpha) - \epsilon)})$ codes with average power constraint $\bar{\alpha}S$ and probability of error $\bar{p}_2^{(n)}(\epsilon) \rightarrow 0$.

Now, since $N_1 < N_2$, receiver Y_1 may also correctly determine the transmitted sequence s_2 with arbitrarily low probability of error. Upon decoding of s_2 , given y_1 , receiver Y_1 then subtracts s_2 from y_1 , yielding $\tilde{y}_1 = y_1 - s_2 = s_1 + z_1$. At this stage channel 1 may be considered to be a Gaussian channel with input power constraint αS and additive zero mean Gaussian noise with variance N_1 . The capacity of this channel is $\frac{1}{2} \log[1 + (\alpha S/N_1)] = C_1(\alpha)$ bits/transmission and is achieved, roughly speaking, by choosing $2^{nC_1(\alpha)}$ independent n -sequences of i.i.d. $N(0, \alpha S)$ RV as the code set for the possible sequences s_1 . Thus receiver Y_1 correctly receives both s_1 and s_2 .

This informal argument indicates that rates

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\bar{\alpha}S}{\alpha S + N_2} \right) + \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\alpha S}{N_1} \right) \\ R_2 &= \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\bar{\alpha}S}{\alpha S + N_2} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

may simultaneously be ϵ -achieved, for any $0 \leq \alpha \leq 1$. These rate pairs, shown in Fig. 19, dominate the time-sharing rates.

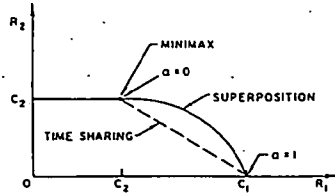


Fig. 19. Set of achievable rates for the Gaussian broadcast channel.

Summarizing the argument, we select a set of $2^{n(C_1(\alpha)-\epsilon)}$ random n -sequences of i.i.d. $N(0, \alpha S)$ RV, and a set of $2^{n(C_2(\alpha)-\epsilon)}$ random n -sequences of i.i.d. $N(0, \bar{\alpha} S)$ RV. Now $2^{n(C_1(\alpha)+C_2(\alpha)-2\epsilon)}$ n -sequences are formed by adding together pairs of sequences, in which the first sequence is chosen from the first set and the second sequence is chosen from the second set, and the pairs are chosen in all possible ways. A message

$$(r, s_1), r \in \{1, 2, \dots, 2^{n(C_1(\alpha)-\epsilon)}\}, s_1 \in \{1, 2, \dots, 2^{n(C_2(\alpha)-\epsilon)}\}$$

is transmitted by selecting the n -sequence corresponding to the sum of the r th sequence in the first set and the s_1 th sequence in the second set. Receiver 1 is intended to decode (r, s_1) correctly and receiver 2 is intended to decode r correctly, thus simultaneously achieving rates

$$\begin{aligned} R_1 &= \tilde{C}_1(\alpha) + C_2(\alpha) - 2\epsilon \\ R_2 &= C_2(\alpha) - \epsilon \end{aligned} \quad (27)$$

as given in (26).

A full discussion of the Gaussian channel would lead far afield. A direct simple proof of the achievability of the rates given in (27) has been found but will not be presented here.

We shall conclude this section with one observation. If $N_1 = 0$, and channel 1 is therefore perfect, we have $C_1 = \infty$ and $C_2 = \frac{1}{2} \log(1 + S/N_2)$. A compound channel or maximin approach would have us send at rates $(R_1, R_2) = (C_2, C_2)$. However, an arbitrarily small decrement in the rate for channel 2, corresponding to $0 < \alpha < 1$ in (26), yields $(R_1, R_2) = (\infty, C_2 - \epsilon)$ as a pair of achievable rates. Although this rate pair does not dominate (C_2, C_2) , it seems vastly preferable.

VIII. AN UPPER BOUND ON ACHIEVABLE RATES (R_1, R_2)

Suppose that $p(x)$, a probability distribution on X , generates the pair of mutual informations $(I(X|Y_1), I(X|Y_2))$, where, for $i = 1, 2$,

$$I(X|Y_i) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y_i} p(x) p_i(y|x) \log \frac{p_i(y|x)}{p_i(y)} \quad (28)$$

Given the intuitive properties of mutual information, it is natural to assume that rates $R_1 = I(X|Y_1)$, $R_2 = I(X|Y_2)$ are therefore simultaneously achievable. This turns out not to be the case. (Close inspection of the example of two BSC in Section II, with $\Pr\{x = 1\} = \frac{1}{2}$ and $I(X|Y_1) = 1$, $I(X|Y_2) = C_2$, will yield a counterexample.) However, the

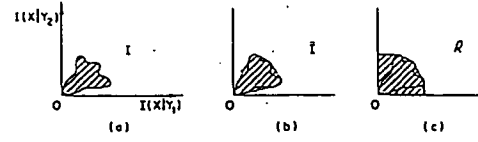


Fig. 20. Upper bound \mathcal{R} on capacity region.

set of jointly achievable mutual-information pairs, properly modified to take into account the possibility of time-sharing and throwing information away, does yield an upper bound \mathcal{R} on the capacity region \mathcal{R}^* . This upper bound is actually achieved by the orthogonal-channel, switch-to-talk-channel, and incompatible-channel examples.

Thus we proceed to define \mathcal{R} and establish \mathcal{R} as an upper bound. Let

$$I = \{(I(X|Y_1), I(X|Y_2)) \mid p(x) \geq 0, \sum p(x) = 1\} \quad (29)$$

denote the set of all pairs $(I(X|Y_1), I(X|Y_2))$ generated by $p(x)$ as $p(\cdot)$ ranges over the simplex of possible probability distributions on X . Define \bar{I} to be the convex hull of I . Thus \bar{I} may be interpreted as the average joint mutual information achievable by varying $p(\cdot)$ with time. Let

$$\mathcal{R} = \{(R_1, R_2) \in E_2 \mid R_1 \leq \bar{I}_1, R_2 \leq \bar{I}_2\}$$

$$\text{for some } (I_1, I_2) \in \bar{I}. \quad (30)$$

Thus \mathcal{R} intuitively corresponds to the joint mutual information achievable from \bar{I} by throwing information away. These sets are depicted in Fig. 20. We now show $\mathcal{R}^* \subseteq \mathcal{R}$.

Lemma 1: Given an arbitrary $((M_1, M_2, M_{12}); n)$ code for the n th extension of a broadcast channel, consisting of words $x(r, s_1, s_2) \in X^n$, $r \in R$, $s_1 \in S_1$, $s_2 \in S_2$, $|R| = M_{12}$, $|S_1| = M_1$, $|S_2| = M_2$, $M = M_{12}M_1M_2$; let (r, s_1, s_2) be a random variable with range $R \times S_1 \times S_2$. Let $(y_1, y_2) \in Y_1^n \times Y_2^n$ be the corresponding random output n -sequences received by 1 and 2, generated by sending $x(r, s_1, s_2)$ over the channel. If $p_1(e) = \Pr\{(r_1, s_1) \neq (r, s_1)\}$ and $p_2(e) = \Pr\{(r_1, s_2) \neq (r, s_2)\}$ are the receiver probabilities of error of the code, then,

$$H(X|Y_1) \leq 1 + \log M_2 + p_1(e) \log M_{12}M_1 \quad (31)$$

$$H(X|Y_2) \leq 1 + \log M_1 + p_2(e) \log M_{12}M_2. \quad (32)$$

Proof: Let the decoding rules corresponding to the code be.

$$g_1: Y_1^n \rightarrow R \times S_1$$

$$g_2: Y_2^n \rightarrow R \times S_2 \quad (33)$$

written

$$g_k(y_k) = (g_{k1}(y_k), g_{k2}(y_k)), \quad k = 1, 2.$$

Thus, given a random message (r, s_1, s_2) and sequence $y_k \in Y_k^n$, receiver k will make an error if and only if

$$\begin{aligned} g_1(y_1) &\neq (r, s_1), & k = 1 \\ g_2(y_2) &\neq (r, s_2), & k = 2. \end{aligned} \quad (34)$$

Thus

$$\begin{aligned} p_1(e) &= \Pr \{g_1(y_1) \neq (r, s_1)\} \\ p_2(e) &= \Pr \{g_2(y_2) \neq (r, s_2)\}. \end{aligned} \quad (35)$$

We note that

$$\begin{aligned} H(X|Y_1) &\leq H(p_1(e|Y_1), 1 - p_1(e|Y_1)) \\ &\quad + (1 - p_1(e|Y_1)) \log M_2 + p_1(e|Y_1) \log (M - M_2), \end{aligned} \quad (36)$$

where we have used the inequality

$$H(a_1, a_2, \dots, a_m) \leq \log m, \quad (37)$$

and a basic composition relation (see Ash [1, p. 8]). We have, of course, conditioned on the events $g_1(y_1) = (r, s_1)$ and $g_1(y_1) \neq (r, s_1)$. Taking the expectation over Y_1^n , and using the convexity of $H(p, 1 - p)$ in p , we have

$$\begin{aligned} H(X|Y_1) &\leq H(p_1(e), 1 - p_1(e)) + (1 - p_1(e)) \log M_2 \\ &\quad + p_1(e) \log (M - M_2). \end{aligned} \quad (38)$$

Finally, since $H(p, 1 - p) \leq 1$ and $M = M_{12}M_1M_2$, we have

$$\begin{aligned} H(X|Y_1) &\leq 1 + \log M_2 + p_1(e) \log (M - M_2)/M_2 \\ &\leq 1 + \log M_2 + p_1(e) \log M_{12}M_1. \end{aligned} \quad (39)$$

The corresponding argument for $H(X|Y_2)$ completes the proof.

We shall need the following lemma Ash [1, p. 81].

Lemma 2: Let X_1, \dots, X_n be a sequence of input random variables to the (discrete memoryless) broadcast channel and $Y_{11}, \dots, Y_{1n}, Y_{21}, \dots, Y_{2n}$ the corresponding received output random variables for 1 and 2, respectively. Then

$$I(X_1, \dots, X_n | Y_{k1}, \dots, Y_{kn}) \leq \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{ki}), \quad k = 1, 2,$$

with equality iff $Y_{k1}, Y_{k2}, \dots, Y_{kn}$ are independent.

Proof:

$$H(Y_{k1}, Y_{k2}, \dots, Y_{kn} | X_1, \dots, X_n)$$

$$\triangleq - \sum p_k(x, y_k) \log p_k(y_k | x),$$

but, because the channel k is memoryless, $p_k(y_k | x)$ factors into a product $\prod p_k(y_{ki} | x_i)$, yielding

$$\begin{aligned} H(Y_{k1}, \dots, Y_{kn} | X_1, \dots, X_n) &= \sum_{x, y_k} p_k(x, y_k) \sum_{i=1}^n \log p_k(y_{ki} | x_i) \\ &= \sum_{i=1}^n H(Y_{ki} | X_i). \end{aligned}$$

Also, by a basic inequality

$$H(Y_{k1}, \dots, Y_{kn}) \leq \sum_{i=1}^n H(Y_{ki}),$$

with equality iff Y_{ki} are independent for $i = 1, 2, \dots, n$. Since $I(X|Y_k) = H(Y_k) - H(Y_k|X)$, the lemma follows.

We now wish to show that $\bar{p}_1^{(n)}(e)$, $\bar{p}_2^{(n)}(e)$ cannot simultaneously tend to zero for rates $(R_1, R_2) \notin \mathfrak{R}$. This will establish \mathfrak{R} as an upper bound on the capacity region for a broadcast channel.

Let $R_1 = 1/n \log M_1M_{12}$ and $R_2 = 1/n \log M_2M_{12}$ be the rates of communication in bits/transmission for receivers Y_1 and Y_2 , respectively. (We recall that $R_{12} = \log M_{12}$ is the transmission rate for information common to both channels.) The proof closely resembles that used by Shannon [4] for the two-way channel.

Theorem: For any sequence of $\{(2^{nR_1}, 2^{nR_2}, 2^{nR_{12}}), n\}$ codes, $(R_1, R_2) \notin \mathfrak{R}$ implies that

$$(\bar{p}_1^{(n)}(e), \bar{p}_2^{(n)}(e)) \rightarrow (0, 0), (\lambda_1^{(n)}, \lambda_2^{(n)}) \not\rightarrow (0, 0), \quad n \rightarrow \infty.$$

Thus \mathfrak{R} is an upper bound on the capacity region for the broadcast channel.

Proof: Given an arbitrary $[(M_1, M_2, M_{12}), n]$ code for the n th extension of the broadcast channel, choose a codeword $x(r, s_1, s_2)$ at random according to a uniform distribution $\Pr \{r, s_1, s_2\} = 1/M$, $(r, s_1, s_2) \in R \times S_1 \times S_2$, where $M = |R||S_1||S_2|$. If the codewords $x(r, s_1, s_2) \in X^n$ are not distinct, a simple modification of the proof below will prove the theorem. Thus treating the case where the $x(r, s_1, s_2)$ are distinct, we have $H(X) = \log M$ and $I(X|Y_i) = \log M - H(X|Y_i)$, under the given uniform distribution on the codewords. As in Section III, let $\bar{p}_1^{(n)}(e)$ and $\bar{p}_2^{(n)}(e)$ designate the probabilities of error of the code under this distribution. By Lemma 2,

$$I(X|Y_1) \leq \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{1i}). \quad (41)$$

Thus

$$I(X|Y_1) = \log M - H(X|Y_1) \leq \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{1i}). \quad (42)$$

Finally, since (31) in Lemma 1 holds for any distribution on the codewords, substitution in (42) yields

$$\begin{aligned} \log M - 1 - \log M_2 - \bar{p}_1^{(n)}(e) \log M_{12}M_1 \\ \leq \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{1i}), \end{aligned} \quad (43)$$

which becomes the basic inequality

$$R_1 \triangleq \frac{1}{n} \log M_{12}M_1 \leq \frac{(1/n) + (1/n) \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{1i})}{1 - \bar{p}_1^{(n)}(e)}. \quad (44a)$$

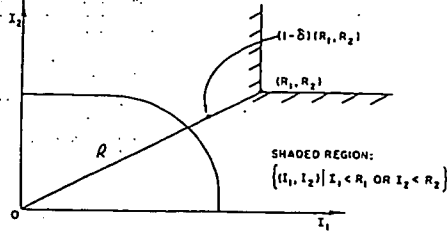
Similarly, we find

$$R_2 \triangleq \frac{1}{n} \log M_{12}M_2 \leq \frac{(1/n) + (1/n) \sum_{i=1}^n I(X_i | Y_{2i})}{1 - \bar{p}_2^{(n)}(e)}. \quad (44b)$$

Summarizing, an arbitrary code for the n th extension of a broadcast channel must have rates (R_1, R_2) satisfying (44a) and (44b), where

$$\bar{p}_i^{(n)}(e) = \frac{1}{M} \sum_{r, s_1, s_2} \lambda_i(r, s_1, s_2), \quad i = 1, 2. \quad (45)$$

Now suppose $(R_1, R_2) \notin \mathfrak{R}$, $R_1 \geq 0$, $R_2 \geq 0$ as in Fig. 21.

Fig. 21. Unachievable rate (R_1, R_2) .

We shall show that $\bar{p}_i^{(n)}(e)$, $i = 1, 2$ cannot simultaneously be small.

By the convexity of \mathfrak{R} and $I \subseteq \mathfrak{R}$, we have

$$\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I(X | Y_{1i}), \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I(X | Y_{2i}) \right) \in \mathfrak{R},$$

for all $p(x)$. Consequently, as illustrated in Fig. 21, either

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I(X | Y_{1i}) < R_1(1 - \delta) \quad (46a)$$

or

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I(X | Y_{2i}) < R_2(1 - \delta), \quad (46b)$$

where $\delta > 0$ is any nonnegative real number such that $(1 - \delta)(R_1, R_2) \notin \mathfrak{R}$.

But (44) implies for $i = 1, 2$ that

$$\bar{p}_i^{(n)}(e) \geq 1 - \frac{1}{nR_i} - \frac{(1/n) \sum_{j=1}^n I(X | Y_{ij})}{R_i}. \quad (47)$$

The second term on the right-hand side of (47) tends to zero with n , but the third term must be less than $(1 - \delta)$ for either $i = 1$ or $i = 2$, or both. Thus

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \max \{ \bar{p}_1^{(n)}(e), \bar{p}_2^{(n)}(e) \} \geq \delta > 0, \quad (48)$$

and therefore $\bar{p}_1^{(n)}(e)$, $\bar{p}_2^{(n)}(e)$ may not simultaneously be near zero. Also, since the probability of error $\lambda_i^{(n)}$ of the worst codeword for each channel obeys $\lambda_i^{(n)} \geq \bar{p}_i^{(n)}(e)$, $i = 1, 2$, we conclude that if $(R_1, R_2) \notin \mathfrak{R}$, then there exists no sequence of $((2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ codes for a broadcast channel such that $(\lambda_1^{(n)}, \lambda_2^{(n)}) \rightarrow (0, 0)$.

IX. AN APPROACH TO COMPOUND CHANNELS

Let $P_\beta(y | x)$, $\beta \in \mathfrak{B}$ be a perhaps infinite collection of channel transmission functions. An index β will be chosen by nature and a sequence of n transmissions x_1, x_2, \dots, x_n will be sent to the receiver over the discrete memoryless channel $P_\beta(y | x)$. The index β is unknown to the sender but may, without loss of generality, be assumed known to the receiver. (Simply sending \sqrt{n} prearranged symbols in n transmissions will allow the receiver to determine β with arbitrarily low probability of error, for finite \mathfrak{B} , without affecting the achievable rate R .) Wolfowitz [2] and Black-

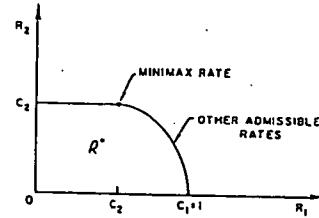


Fig. 22. Set of achievable rates for compound channel.

well *et al.* [5] have defined the capacity C of the compound channel to be

$$C = C_{\max \min} = \sup_{p(x)} \inf_{\beta} I_\beta(X | Y). \quad (49)$$

This rate C is achieved for finite \mathfrak{B} by designing the code for the channel β^* such that

$$C = \max_{p(x)} I_{\beta^*}(X | Y). \quad (50)$$

The maximin rate C is then achieved independently of the β chosen by nature.

Now consider a communication link in which it is unknown whether the link is a perfect binary symmetric channel or a binary symmetric channel of parameter p . Thus the channel descriptions $P_\beta(y | x)$, $\beta = 1, 2$, are given by

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad P_2 = \begin{bmatrix} \bar{p} & p \\ p & \bar{p} \end{bmatrix}. \quad (51)$$

For this compound channel we find

$$C = 1 - H(p). \quad (52)$$

The point of view of this paper suggests instead that we determine the set \mathfrak{R}^* of all achievable rate pairs (R_1, R_2) for the two given channels. See Fig. 22. This yields the entire spectrum of achievable rates under the different contingencies selected by nature.

Thus, for example, if it is known that

$$\Pr \{ \beta = 1 \} = \pi_1 = 1 - \Pr \{ \beta = 2 \}, \quad (53)$$

then we may find the maximum expected rate

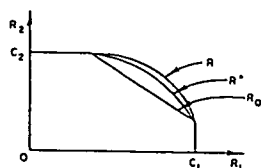
$$R(\pi_1) = \max_{(R_1, R_2) \in \mathfrak{R}^*} (\pi_1 R_1 + \pi_2 R_2). \quad (54)$$

The interpretation is that by using the superimposed codes of Section II we can achieve average rates

$$R(\pi_1) = \max_{0 \leq \alpha \leq 1} [C(\alpha \bar{p} + \bar{\alpha} p) + \pi_1 H(\alpha)], \quad (55)$$

corresponding to points on the boundary of \mathfrak{R}^* . These average rates are strictly greater than average rates achievable by time sharing (except for the degenerate prior $\pi_1 = 0$ or 1). Finally, a submessage of rate $C(\alpha \bar{p} + \bar{\alpha} p)$ is sure to be received, regardless of which channel is the true state of nature.

These considerations suggest that the compound channels problem can be reinvestigated from this broadcasting point of view by interpreting the probability distribution on the

Fig. 23. Bounds on capacity region \mathcal{R}^* .

channel parameter β as a probability distribution on the receiver chosen in the multiple receiver broadcast channel formulation. Inspection of the capacity region \mathcal{R}^* would then yield all achievable probability distributions on rates for the compound channel. The most desirable distribution could then be picked.

X. CONCLUSIONS

As before, let the capacity region \mathcal{R}^* be the set of all achievable joint rates (R_1, R_2) for a given broadcast channel with two receivers. We now know the following. There is a certain information-theoretically defined region \mathcal{R} generated by $(I(X|Y_1), I(X|Y_2))$, given in Section VIII, which upper-bounds \mathcal{R}^* . Also, by simple time sharing there is an inner bound \mathcal{R}_0 , say, to \mathcal{R}^* , as shown in Fig. 23.

Sometimes these bounds coincide, as they do for the incompatible channel. Here $\mathcal{R} = \mathcal{R}_0 = \mathcal{R}^*$. In other examples, such as the orthogonal channel, in which the bounds do not coincide, there is a simple demonstration that the upper bound can be achieved and therefore that $\mathcal{R} = \mathcal{R}^*$. In many of the intermediate cases (for example, the two BSC of section II) we can be reasonably well assured that our *ad hoc* codes achieve \mathcal{R}^* , although proofs of converses appear to be difficult.

The analysis of this problem is made worthwhile by the fact that it is almost always the case that proper coding will achieve rates \mathcal{R}^* strictly greater than those achievable by simple time-sharing.

The primary heuristic that we garner from these investigations is that high joint rates of transmission are best achieved by superimposing high-rate and low-rate information rather than by using time-sharing. Novels written with many levels of symbolism provide just one example of a mode of communication that may be perceived at many different levels by different people.¹

ACKNOWLEDGMENT

I wish to thank D. Sagalowicz and C. Keilers for many helpful discussions of the ideas presented in this paper. D. Sagalowicz has helped improve the proof of the upper bound and C. Keilers has helped with some of the examples. I have also benefited from discussions with P. Bergmans and A. D. Wyner.

¹ I am soliciting double- and triple-meaning quotes that illustrate this idea. Consider, for example, the reaction of three different people to the following donated story. Buck and Harry led a beautiful maiden into the clearing by a rope tied around her ankle. "Let's make her fast," said Buck, "while we have breakfast." The anonymity of the authors will be protected.

APPENDIX

In this section we prove the main result of Section II. Let $C(p) = 1 - H(p)$.

Theorem: For the broadcast channel of Section II, with BSC with parameters $p_1 = 0$ and $p_2 = p$, respectively, $(R_1, R_2) = (C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + H(\alpha), C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p))$ is achievable for any $0 \leq \alpha \leq 1$.

Proof: Let $M_{12} = 2^{nR_{12}}$, $M_1 = 2^{n(R_1 - R_{12})}$ be integers and let $R_2 = R_{12}$, $M_2 = 2^{nR_{12}}$. Consider the following random code. Let $x(r)$, $r \in R = \{1, 2, \dots, M_{12}\}$, be i.i.d. n -sequences in $\mathcal{X}^* = \{0, 1\}^n$, where $x(r)$ is drawn according to a uniform distribution on \mathcal{X}^* . Let $\alpha < \frac{1}{2}$, αn be an integer, and let $z(s)$, $s \in S = \{1, 2, \dots, M_1\}$, be an enumeration of all the n -sequences $z \in \{0, 1\}^n$ such that

$$\sum_{i=1}^n z_i = \alpha n.$$

There are

$$\binom{n}{\alpha n} = 2^{n(H(\alpha) + O(1/n))}$$

such sequences. Define $x(r, s) = x(r) \oplus z(s)$, where the vector addition is termwise modulo 2. Without loss of generality let $p < \frac{1}{2}$.

The decoding rule $g_1: Y_1^n \rightarrow R \times S$ for the n th extension for receiver 1 will be to choose the value of $\hat{r} \in R$, $\hat{s} \in S$ such that $y_1 = x(\hat{r}, \hat{s})$. We shall declare an error if there is more than one choice of (\hat{r}, \hat{s}) such that this is true. (Since channel 1 is noiseless, the possibility that no such (\hat{r}, \hat{s}) exists will not arise.)

The decoding rule $g_2: Y_2^n \rightarrow R$ for channel 2 will decide the value of $\hat{r} \in R$ such that $d(y_2, x(\hat{r})) \leq n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + ne$, for a given $e > 0$, where d is the Hamming distance. An error for channel 2 will be declared if there are more than one or if there are no such values of $\hat{r} \in R$.

Let us now pick a message (r, s) with probability $1/M_1 M_2$ and evaluate the expected sum of the probabilities of error $E\{\hat{p}_1(e) + \hat{p}_2(e)\}$ [see (9), (10)] where the expectation is over the random code, drawn as described.

Since channel 1 has perfect transmission (i.e., $y_1 = x(r, s)$), the only possibility of a decoding error for channel 1 is if the (random) code itself has assigned some other index (r', s') to the same n -sequence as (r, s) .

By the symmetry of the code generation process, we may fix attention on the transmission of $x(1, 1)$. Thus

$$E\hat{p}_1(e) = \Pr\{x(r, s) = x(1, 1), \text{ for some } (r, s) \neq (1, 1)\}, \quad (57)$$

where the probability is defined over the random code assignment.

Now $x(1, 1) = x(1, s)$ implies $z(1) = z(s)$, which is impossible for any $s \neq 1$, by the construction of $z(s)$. Thus the only possibility of error is $x(1, 1) = x(r, s)$, $r \neq 1$, $s \in S$. But $r \neq 1$ implies $x(r, s)$ and $x(1, 1)$ are independent uniformly distributed n -sequences over $\{0, 1\}^n$. Thus, for $r \neq 1$,

$$\Pr\{x(1, 1) = x(r, s)\} = 2^{-n}. \quad (58)$$

Putting this together with the union of events inequality yields

$$\begin{aligned} E\hat{p}_1(e) &\leq \sum_{(r,s) \neq (1,1)} \Pr\{x(1,1) = x(r,s)\} \\ &\leq M_1 M_2 2^{-n} = 2^{-n(1-R_1)} \rightarrow 0, \quad R_1 < 1. \end{aligned} \quad (59)$$

Thus $E\hat{p}_1(e) \rightarrow 0$, as $n \rightarrow \infty$, if $R_1 < 1$, where the construction implies

$$R_1 - R_{12} \triangleq (\log M_1)/n = H(\alpha) - O(1/n). \quad (60)$$

Now consider channel 2. Let $e = (e_1, e_2, \dots, e_n)$ be a binary n vector of i.i.d. Bernoulli RV with parameter p . Thus we can write $y_2 = x(r, s) \oplus e$ and

$$y_2 = x(r) \oplus z(s) \oplus e. \quad (61)$$

A decoding error can be made in one of two ways. E_1 : the true $r = 1$ does not satisfy

$$d(y_2, x(1)) \leq n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + ne, \quad (62)$$

and E_2 : there exists an index $r \neq 1, r \in R$, such that

$$d(y_2, x(r)) \leq n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + n\epsilon.$$

Thus

$$E(\bar{p}_2(\epsilon)) \leq \Pr(E_1) + \Pr(E_2), \quad (63)$$

where here the probability is understood to range over the random choice of code as well as the selection of (r, s) . From (61),

$$\begin{aligned} \Pr(E_1) &= \Pr(d(y_2, x(1)) > n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + \epsilon) \\ &= \Pr\left\{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z(s)_i \oplus e_i > \alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p + \epsilon\right\}. \end{aligned} \quad (64)$$

We find the expected value (over ϵ and s)

$$\begin{aligned} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z(s)_i \oplus e_i &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Pr\{(z(s)_i, e_i) = (1, 0) \text{ or } (0, 1)\} \\ &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) = \alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p. \end{aligned} \quad (65)$$

Also, after some calculation

$$\text{var} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z(s)_i \oplus e_i \leq \frac{p\bar{p}}{n}. \quad (66)$$

It follows that $d(y_2, x(r)) \rightarrow \alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p$ in probability and therefore $\Pr(E_1) \rightarrow 0$ as $n \rightarrow \infty$.

We are left with the evaluation of $\Pr(E_2)$. We write

$$\begin{aligned} \Pr(E_2) &\leq \Pr(d(x(r), y_2) \leq n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + \epsilon), \\ &\quad \text{for some } r \neq 1 | x(1) \text{ transmitted} \\ &\leq 2^{nR_2} \Pr(d(x(2), y_2) \leq n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + \epsilon). \end{aligned} \quad (67)$$

But

$$d(x(2), y_2) = wt(x(2) \oplus x(1) \oplus z(s) \oplus e), \quad (68)$$

where wt denotes the number of 1's in the binary n -tuple, and $x(2)$ and $x(1)$ are independent Bernoulli n -sequences with parameter $\frac{1}{2}$. Thus, for any $\epsilon > 0$,

$$\Pr(E_2) \leq 2^{nR_2} 2^{n(H(\frac{1}{2} + \bar{\alpha}p) + 0(1/n) + \epsilon)} 2^{-\epsilon}. \quad (69)$$

where $2^{n(H(\frac{1}{2} + \bar{\alpha}p) + 0(1/n) + \epsilon)}$ denotes the number of points

$$\sum_{i=0}^{n(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + \epsilon} \binom{n}{i}$$

in the decoding sphere centered at y_2 . Consequently, if

$$R_{12} < 1 - H(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon', \quad (70)$$

then $\Pr(E_2) \rightarrow 0$, as $n \rightarrow \infty$. Collecting the constraints of (60) and (70), we see that if

$$R_2 = R_{12} < 1 - H(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) \quad (71)$$

$$R_1 < H(x) + R_2 = 1 - H(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + H(x),$$

then

$$E(\bar{p}_1^{(n)}(\epsilon) + \bar{p}_2^{(n)}(\epsilon)) = E(\bar{p}_1^{(n)}(\epsilon)) + E(\bar{p}_2^{(n)}(\epsilon)) \rightarrow 0. \quad (72)$$

Since the best code behaves better than the average, there must exist a sequence of $\{(2^{nR_1}, 2^{nR_2}, 2^{nR_{12}}), n\}$ codes for $n = 1, 2, \dots$, with

$$R_1 = C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) + H(x) - \epsilon$$

$$R_2 = C(\alpha\bar{p} + \bar{\alpha}p) - \epsilon \quad (73)$$

such that

$$\bar{p}_1^{(n)}(\epsilon) + \bar{p}_2^{(n)}(\epsilon) \rightarrow 0, \quad (74)$$

and thus $\bar{p}_1^{(n)}(\epsilon) \rightarrow 0, \bar{p}_2^{(n)}(\epsilon) \rightarrow 0$.

Taking the limit of (R_1, R_2) as $\epsilon \rightarrow 0$ proves the theorem.

REFERENCES

- [1] R. B. Ash, *Information Theory*. New York: Interscience, 1965.
- [2] J. Wolfowitz, *Coding Theorems of Information Theory*, 2nd ed. Berlin: Springer, and Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1964.
- [3] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, 1948, pp. 379-423 (pt. 1) and pp. 623-656 (pt. 2); also Urbana, Ill.: Univ. Illinois Press, 1949.
- [4] C. E. Shannon, "Two-way communication channels," in *Proc. 4th Berkeley Symp. Probability and Statistics*, vol. 1. Berkeley, Calif.: Univ. California Press, 1961, pp. 611-644.
- [5] D. Blackwell, L. Breiman, and A. Thomasian, "The capacity of a class of channels," *Ann. Math. Statist.*, vol. 30, 1959, pp. 1229-1241.
- [6] C. E. Shannon, "A note on a partial ordering for communication channels," *Inform. Contr.*, vol. 1, 1958, pp. 390-397.

An Algorithm for Computing the Capacity of Arbitrary Discrete Memoryless Channels

SUGURU ARIMOTO

Abstract—A systematic and iterative method of computing the capacity of arbitrary discrete memoryless channels is presented. The algorithm is very simple and involves only logarithms and exponentials in addition to elementary arithmetical operations. It has also the property of monotonic convergence to the capacity. In general, the approximation error is at least inversely proportional to the number of iterations; in certain

circumstances, it is exponentially decreasing. Finally, a few inequalities that give upper and lower bounds on the capacity are derived.

I. INTRODUCTION

IT IS well known that the capacity of discrete memoryless channels that are symmetric from the input can easily be evaluated. Muroga [1] developed a method for straightforward evaluation of capacity, but unfortunately its usefulness is restricted to the case where 1) the channel

Manuscript received September 9, 1970.

The author is with the Faculty of Engineering Science, Osaka University, Osaka, Japan.

CONFERENCE RECORD

ES-94021-TS(4)

1976
INTERNATIONAL
CONFERENCE ON
COMMUNICATIONS

10 SEP. 1/8
No. 162/76
Bibl. LLB. C

Volume I

P.C.: R04B

B:19-42.

subno. 21

Institute of Electrical and Electronics Engineers.

International Conference on Communications;

Philadelphia, June 14-16, 1976.

New York, I.E.E.E., 1976.

1; CB

2; CB

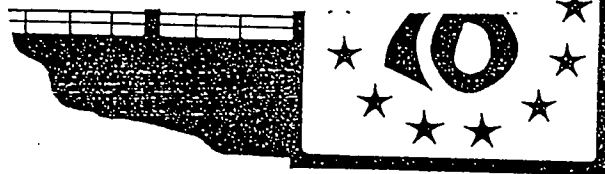
3; CB

5.

162/76

~~163/76~~

~~164/76~~



Communications. Cornerstone of Freedom

Copyright © 1976 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.,
345 East 47th Street, New York, N.Y. 10017

ICC76 • JUNE 14-16
PHILADELPHIA
PENNSYLVANIA



$$X_1 C_{m-1} C_k P^{(m+k)/2} \hat{m}_2^m(t) \hat{m}_1^k(t) \hat{N}_s^{l-m}(t)$$

$$X \hat{N}_c^{4-l-k}(t) \cos 4\varphi(t). \quad (\text{B-8})$$

The terms which are independent of the noise components $\hat{N}_c(t)$ and $\hat{N}_s(t)$ are obtained by letting $l = m$ and $k = 4 - l = 4 - m$. Thus,

$$\begin{aligned} z_0(t) \Big|_{\substack{l=m \\ k=4-m}} &= -\frac{K_1^4 K_m^4}{8} \{p^2 [\hat{m}_1^4(t) + \hat{m}_2^4(t) - 6\hat{m}_1^2(t)\hat{m}_2^2(t)] \\ &\quad X \sin 4\varphi(t) - 4p^2 \hat{m}_1(t)\hat{m}_2(t) [\hat{m}_1^2(t) - \hat{m}_2^2(t)] \\ &\quad X \cos 4\varphi(t)\}. \end{aligned} \quad (\text{B-9})$$

Comparing (B-9) with the first two terms of (A-5), we see that, except for a factor of two in gain, the two are identical. Furthermore, evaluating the remaining terms in the summations in (B-8), we get the identical signal X noise and noise X noise terms as in (A-8) combined with (A-9), except again for the same factor of two in gain. (Carrying out the algebra to prove this identity is left to the reader.) Thus,

$$\begin{aligned} z_0(t) &= \frac{K_1^4 K_m^4}{8} \{p^2 [6\hat{m}_1^2(t)\hat{m}_2^2(t) - \hat{m}_1^4(t) - \hat{m}_2^4(t)] \\ &\quad X \sin 4\varphi(t) + 4p^2 \hat{m}_1(t)\hat{m}_2(t) [\hat{m}_1^2(t) - \hat{m}_2^2(t)] \\ &\quad X \cos 4\varphi(t) + v_4[t, 4\varphi(t)]\} \end{aligned} \quad (\text{B-10})$$

and letting K now equal $K_1^4 K_m^4 K_v/2$, we get the identical stochastic equation of loop operation as in (A-11).

REFERENCES

1. W. C. Lindsey and M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1973, Chapter 11.
2. S. Butman and M. K. Simon, "On the Receiver Structure for a Single Channel Phase-Coherent Communication System", *Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, Calif.*, SPS 37-62, Vol. III, April 1970, pp. 103-108.
3. S. Ritter, "An Optimum Phase Reference Detector for Fully Modulated Phase Shift Keyed Signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-5, No. 4, July 1969, pp. 627-631.
4. J. J. Stiffler, *Theory of Synchronous Communications*, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1971.
5. D. D. Falconer and J. Salz, "Optimal Reception of Digital Data over the Gaussian Channel with Unknown Delay and Phase Jitter," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-23, No. 1, January, 1977, pp. 117-126.
6. Braun, W. R. and Lindsey, W. C., "Carrier Synchronization Techniques for Unbalanced QPSK Signals—Parts I, II," submitted for publication in the *IEEE Transactions on Communications*. Part I also presented at the 1977 International Conference on Communications. Part II presented at the 1977 National Telecommunications Conference.
7. Simon, M. K. and Lindsey, W. C., "Optimum Performance of Suppressed Carrier Receivers with Costas Loop Tracking," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-25, No. 2, February 1977, pp. 215-227.
8. Simon, M. K., "Tracking Performance of Costas Loops with Hard-

Limited In-Phase Channel," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No. 4, April 1978, pp. 420-432.

9. Simon, M. K., and Alem, W. K., "Tracking Performance of Unbalanced QPSK Demodulators, Part I—Biphase Costas Loop with Passive Arm Filters," accepted for publication in the *IEEE Transactions on Communications*.
10. Simon, M. K., "Further Results on Optimum Receiver Structures for Digital Phase and Amplitude Modulated Signals," presented at the 1978 International Conference on Communications.

Optimum Weighted PCM for Speech Signals

CARL-ERIK SUNDBERG, MEMBER, IEEE

Abstract—Weighted digital modulation schemes which provide bit error probabilities matched to the PCM bits with respect to their sensitivity to digital errors are analyzed. The channel is additive, white Gaussian. The PCM system has arbitrary code, companding law and input signal density function. Especially optimum weighted PSK/PCM and QAM/PCM are given for speech signals. The average channel signal to noise ratio is kept constant when schemes are compared. We obtain a channel signal to noise ratio gain in threshold extension of 2 dB for standard 8 bit PCM. The performance of suboptimum schemes, where the number of different bit error probability levels are smaller than the number of PCM bits are also studied. Two levels per 8 bit PCM word yield more than half of the achievable gain (in dB) and 4 levels is almost equal to optimum.

I. INTRODUCTION

Weighted PCM was introduced by Bedrosian [1]. The governing idea is that since the symbols in a PCM word have different sensitivity to digital transmission errors, the relative signal energy used by each PCM word should be matched accordingly. The total energy used to transmit a PCM word is kept constant. In [1] and [4] the optimum energy sharing problem is solved for the special case of PCM system, namely natural binary coding and linear PCM (no companding).

In [5] a technique was introduced for calculating the effect of digital errors in a PCM system with arbitrary coding, companding and input signal function. Using this technique we can solve the energy sharing problem for an arbitrary PCM system. This is done in this paper for the additive white Gaussian channel.

An interesting special case is standard PCM speech signals. We calculate the gain with optimum weighted PCM, using numerical data about the digital errors from [5]–[7].

The objectives of this paper are to derive signal sets with such bit error probability properties that make them matched to the PCM signal in the sense that the overall effects of digital errors are minimized.

Paper approved by the Editor for Communication Theory of the IEEE Communications Society for publication without oral presentation. Manuscript received January 5, 1977; revised April 25, 1977. This work was supported by the European Space Agency, ESA.

The author was with the European Space Research and Technology Centre, ESTEC, Dordrecht, Noordwijk, The Netherlands. He is now with Telecommunication Theory, The Lund Institute of Technology, 220 07 Lund, Sweden.

Digital Errors in PCM systems

The digital noise power is approximately

$$\epsilon_o^2 \cong P \cdot \sum_{i=1}^N A_i \quad (1)$$

where P is the average bit error probability of the memoryless transmission channel, N is the number of PCM bits and A_i is the so called A -factor for a single error in bit i . This number represents the average noise power caused by a single error in PCM symbol i ($i = 1 \dots N$) where the average is formed over the input signal statistics, [5]. The A -factors vary with input signal density function, PCM code, companding law and the number of PCM bits, see [5]–[7].

Equation (1) is a very good approximation for a large variety of PCM parameters, see [5]. Exact formulas are also given in [5]–[7] for the channel with independent errors taking into account the effect of multiple errors as well as exact formulas for an arbitrary communication channel with correlated error. In this paper however, the approximation (1) is sufficient.

As a measure of performance for the PCM system, we use

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{E\{x^2\}}{\epsilon_o^2 + \epsilon_c^2 + \epsilon_q^2} \quad (2)$$

where $E\{x^2\}$ is the average input signal power, ϵ_q^2 is the quantization noise and ϵ_c^2 is the clipping noise, see [5], [8]. The signal to noise ratio (2) is defined with a mean square error. The total quantized voltage interval is normalized to $(-1, 1)$.

The A -factors for natural binary PCM with uniform signal density function over the interval $(-1, 1)$ are $A_1 = 1$, $A_2 = 1/2$, ..., $A_i = 2^{-2i}$..., [4], [17] and [18].

We are especially interested in PCM for speech signals. We therefore numerically analyze the use with binary folded PCM code, with $\mu = 100$ and an exponential input signal density function

$$P_X(x) = \frac{1}{S\sqrt{2}} \exp\left(\frac{-|x|}{S} \cdot \sqrt{2}\right) \quad (3)$$

where $E\{x^2\} = S^2$, [8]. The input level is given in decibels relative to the clipping level 1 below. Binary folded PCM code means that bit 1 is a sign bit, bit 2 is the most significant bit, etc.

The numerical results are also applicable with good approximation to 8 bit binary folded with $\mu = 255$ companding or $A = 87.6$ companding with speech-like input signal density function, see [5].

Channel and Modulation

We assume that the transmission channel is an additive white Gaussian channel with spectral density N_0 (double sided). The modulation is assumed to be binary antipodal if nothing else is stated. The average signal energy is E and the average signal to noise ratio is E/N_0 . The bit error probability is

$$P = Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{E}{N_0}}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (4)$$

where the so called Q -function is defined by equation (4), see [9].

Energy sharing can also be applied to other types of transmission channels and this has been done in [1] and [4]. Throughout this paper we use the notation as the average channel symbol energy when nothing else is stated. For binary antipodal signaling, the average energy per information bit $E_B = E$ and for QAM modulation $E_B = E/4$.

Summary of Results

In chapter II of this paper optimum weighted PCM is investigated for an arbitrary PCM system, binary antipodal modulation on the white Gaussian channel yielding independent errors. The results are directly applicable to coherent PSK and QPSK modulation.

We also derive performance formulas for the suboptimum schemes with fewer energy levels than bits in a PCM word. A threshold extension of 1.85 dB is obtained which is in excess of the 1.55 dB obtained in [1], [4].

In chapter III, the rectangular 16 level signal set QAM (or sometimes denoted QASK) modulation is used as an example of a near optimum multilevel digital modulation scheme. We derive the near optimum weighted QAM signal set for 8 bit PCM systems and apply the results to speech signals.

In the following, the notation weighted PCM is used for binary antipodal signals and weighted QAM or QAM/PCM is used for QAM modulation.

II. WEIGHTED PSK/PCM FOR SPEECH SIGNALS

II.1. Optimum Weighted PCM

The digital noise in an arbitrary PCM system is given for independent bit errors by (1) where the average bit error probability is equal for all PCM symbols. However, the A -factors denote the relative significance of a digital error in the various PCM symbols. The digital noise can be reduced if more energy is used (with a resulting smaller bit error probability) for the transmission of the most significant PCM symbols at the expense of less energy for the least significant symbols. The total energy used to transmit a PCM word is kept unchanged. The digital noise in a system with weighted energy for the PCM symbols is

$$\epsilon_o^2 \cong \sum_{i=1}^N A_i Q\left(\sqrt{\frac{E_i}{N_0}}\right) \quad (5)$$

where E_i is the energy in the binary antipodal signal used to transmit PCM symbol i . Independent channel errors are gible. The total energy used per PCM word is kept unchanged. Thus

$$N \cdot E = \sum_{i=1}^N E_i \quad (6)$$

where E is the average energy per PCM symbol.

The energy levels yielding minimum digital noise are obtained by minimizing (5) with the constraint (6). Thus using Lagrange multiplier λ

$$F(E_1, E_2 \dots E_N, \lambda)$$

$$= \sum_{i=1}^N A_i Q\left(\sqrt{\frac{E_i}{N_0}}\right) + \lambda \left(\sum_{i=1}^N E_i - NE\right) \quad (7)$$

$$\frac{\partial F}{\partial E_i} = A_i \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \frac{E_i}{N_0}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{E_i \cdot N_0}} + \lambda = 0. \quad (8)$$

Thus

$$A_i \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{E_i}} \cdot e^{-\frac{E_i}{2N_0}} = \lambda \cdot N_0.$$

Using the notation

$$R(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{x} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (10)$$

we have

$$A_i \cdot R\left(\sqrt{\frac{E_i}{N_0}}\right) = \text{const.} = \lambda N_0; \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (11)$$

Since $R(x) > Q(x)$, [9] and for reasonably large SNR's

$$R\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \approx Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right), \quad (12)$$

$$A_i \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_i}{N_0}}\right) \approx \text{const.} = \lambda N_0; \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

which means that with optimum adjustment of the energy levels, each symbol contributes an equal share to the digital noise, see [4]. For the range of energy to noise ratios (and bit error probabilities) of interest here, the $R(x)$ function is well approximated by

$$\log_e(R(x)) \approx q_1 + q_2 x^2 \quad (14)$$

where q_1 and q_2 are constants, [4].

Thus from equations (11) and (14) we have

$$\log_e(A_i) + q_1 + q_2 \cdot \frac{E_i}{N_0} \approx \log_e(\lambda N_0); \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_e(A_i) + q_1 + q_2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{E_i}{N_0} \approx \log_e(\lambda N_0). \quad (16)$$

With (14) and (16)

$$e^{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_e(A_i)} \cdot R\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \approx \lambda N_0. \quad (17)$$

Define

$$A_0 = e^{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_e(A_i)} = \sqrt[N]{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_N}. \quad (18)$$

Thus

$$A_0 \cdot R\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) = A_i \cdot R\left(\sqrt{\frac{E_i}{N_0}}\right); \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (19)$$

The constant A_0 is the geometric mean of the single error factors A_i , $i = 1, 2, \dots, N$.

Equation (19) gives the means to calculate the optimum energy levels. We observe that these optimum energy levels are dependent on the average signal to noise ratio E/N_0 . Thus it is necessary to choose a design point for the system, see the numerical examples below.

Define the relative energy e_i as

$$e_i \frac{E}{N_0} = \frac{E_i}{N_0}. \quad (20)$$

From (19) we have

$$e_i = \frac{1}{E} R^{-1}\left(\frac{A_0}{A_i} \cdot R\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right)\right) \quad (21)$$

which is evaluated by numerical methods.

The digital noise of the weighted PCM scheme is

$$e_s^2 = \sum_{i=1}^N A_i Q\left(\sqrt{e_i \frac{E}{N_0}}\right) < \sum_{i=1}^N A_i R\left(\sqrt{e_i \frac{E}{N_0}}\right). \quad (22)$$

With e_i from (21) we obtain the digital noise power for the optimum system as a function of average signal to noise ratio. At the design point average channel signal to noise ratio, the digital noise is

$$e_s^2 \approx N \cdot A_0 Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \quad (23)$$

which should be compared to the digital noise for the unweighted system at equal signal to noise ratio

$$e_s^2 \approx \sum_{i=1}^N A_i \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right). \quad (24)$$

Equation (23) is called the 'limiting curve'. This is due to the fact that for each signal to noise ratio, equation (23) yields the minimum digital noise with the optimum energy levels for that specific SNR. The performance with a fixed energy level configuration is given by (22). Comparing the 2 equations (23) and (24) we note that the parameter A_0 describes the performance of the optimum weighted PCM schemes.

Above we have assumed that each PCM symbol is transmitted with its individually optimized signal energy. Such a scheme can for example be implemented with coherent PSK or QPSK modulation with variable amplitude.

In the next section we will analyze simpler suboptimum schemes using less than N energy levels.

II.2. Suboptimum Schemes

A simplified suboptimum scheme is obtained by transmitting groups of PCM symbols at the same energy level, thus

using a total number of energy levels which is smaller than N . The same technique as in the previous section can be used to optimize the energy levels. The N PCM symbols are divided into J groups where the symbols in each group are transmitted at the same energy level and thus with the same bit error probability. Symbols corresponding to A -factors with the same magnitude are placed in the same group.

Let a_j denote the sum of the A -factors corresponding to the symbols transmitted at energy level E_j . Using the optimization technique in the previous section yields

$$\frac{a_j}{n_j} \cdot R \left(\sqrt{\frac{E_j}{N_0}} \right) = A_{0j} \cdot R \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (25)$$

where

$$A_{0j} = \sqrt{\left(\frac{a_1}{n_1} \right)^{n_1} \cdot \left(\frac{a_2}{n_2} \right)^{n_2} \cdot \dots \cdot \left(\frac{a_J}{n_J} \right)^{n_J}} \quad (26)$$

The digital noise is given by

$$\epsilon_o^2 = \sum_{j=1}^J a_j Q \left(\sqrt{\frac{E_j}{N_0}} \right) < \sum_{j=1}^J a_j R \left(\sqrt{\frac{E_j}{N_0}} \right) \quad (27)$$

and the limiting curve is given by

$$\epsilon_o^2 = N \cdot A_{0j} R \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \quad (28)$$

The relative energy levels are determined by using equation (25). A new dimension of the optimization problem is the selection of the A -factors belonging to group j . The optimization of this partitioning is done by calculating A_{0j} in equation (26) for all candidate groupings and choosing the scheme with the smallest A_{0j} since this scheme yields the best limiting curve (28). In this manner an optimum J -level weighted N bit PCM system is derived.

11.3. Performance Analysis for Some Selected Schemes

PCM systems for speech signals are most sensitive to digital errors for low input signal levels, see [5]. Thus, the system should be designed for optimum performance at low input levels. As in [5], we have chosen -40 dB input signal level as the design input level. In [5]–[7] we used $\text{SNR}_{\text{out}} = 25$ dB as the design output signal to noise level of the signal to distortion ratio. In this paper results are given both for this level and for the '3 dB down level' at -40 dB, $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB, which is used as the threshold extension of the PCM system [1], [4]. At the latter level, the quantization noise and the digital noise are equal.

Figure 1 shows the limiting curves for 2, 3, 4 and 8 level weighted PCM for 8 bit PCM at an input signal level of -40 dB. In all numerical examples we have μ -quantization with $\mu = 100$, binary folded PCM code and an exponential signal density function, see [5]–[8]. The numerical results in this paper are approximately true also for other similar input signal density functions, $\mu = 255$ quantization and $A = 87.6$ quantization, [5]. Note in figure 1 that more than half of the potential gain is achieved by the 2 level system and virtually the whole potential gain with the 4 level system. Note that the limiting curves give the performance of a system with a

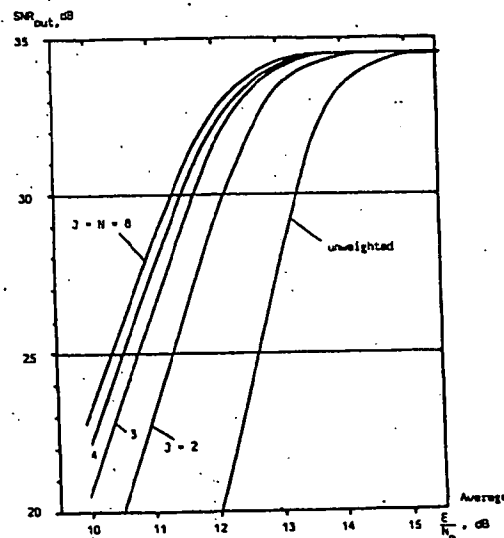


Figure 1. Limiting curves for 8 bit PCM at an input signal level of -40 dB. $J = 2, 3, 4$ and 8 levels.

"gliding" optimization point. Systems with a fixed optimization point are given below for 2 and 4 levels.

The optimum 4 level system consists of the following groups ranked from the largest to the smallest energy, bit 2, bit 1, 3, and 4, bit 5 and 6, bit 7 and 8. The more uniform system with 2 symbols in each group is slightly inferior, see appendix 1 for numerical data. Also compare the A factors at -40 dB given in the Appendix.

The optimum 2 level system consists of one group with the 4 most significant PCM bits and another group with the 4 least significant symbols.

In figures 2 and 3 we show the relative amplitudes $\sqrt{E_i}$, see equations (23) and (27), for various number of levels and various optimization points. Figure 2 shows the amplitude levels for optimization at $\text{SNR}_{\text{out}} = 25$ dB. The ratio between the peak energy and the average energy is for 8 levels: 2.06, for 4 levels: 1.91, and for 2 levels: 1.46. Figure 3 gives the amplitude levels for optimization at $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB, which is the 3 dB down point from 34.5 at input level -40 dB. The ratio between the peak energy and the average energy is in this case for 4 levels 1.72 and for 2 levels 1.35. The numerical data are given in the tables in the Appendix.

In the rest of this section, we will concentrate on the 2 level and 4 level systems optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB and an input signal level of -40 dB.

Figure 4 shows the performance of the above mentioned 2 schemes compared to the same systems optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 25$ dB. Note that while the systems optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB are only slightly inferior to the limiting curves at 25 dB, the systems optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 25$ dB are clearly inferior to the limiting curve at $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB. We therefore choose $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB as the optimization point.

As we have pointed out previously, the weighted PCM system has optimum performance only for one specific input signal level and one specific average channel signal to noise

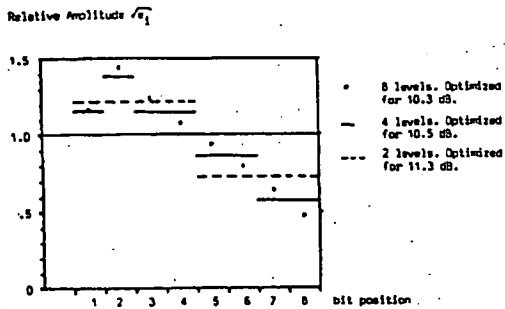


Figure 2. Relative amplitude $\sqrt{\epsilon_i}$ for optimum 8 level, 4 level and 2 level schemes, optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 25$ dB at an input signal level of -40 dB, see figure 4. Also compare the A -factors in Table A1.

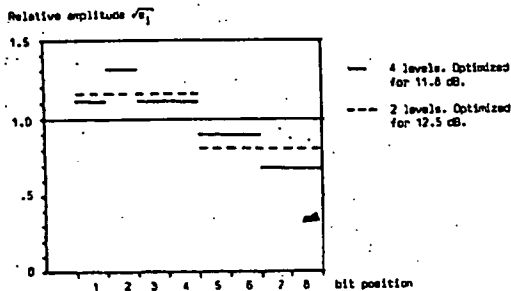


Figure 3. Relative amplitude $\sqrt{\epsilon_i}$ for optimum 4 level and 2 level schemes, optimized for $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB at an input signal level of -40 dB, see figure 4.

ratio. For all other input levels and SNR's, the performance is suboptimum.

We therefore also have investigated the performance for the 2 level and 4 level schemes, optimized for -40 dB, $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB, with respect to dynamic behavior, i.e., performance for various input signal levels S^2 . Figure 5 shows the SNR_{out} versus average E/N_0 for the optimum 2 level and 4 level schemes at an input level of -17 dB. Note that there is a gain also at this level compared to the unweighted system, although the energy levels were optimized for the A factors at -40 dB. For comparison the limiting curve at -17 dB for 8 levels is also calculated, where the energy levels are optimized for -17 dB. Also note that the system optimized for -40 dB has satisfactory performance also for -17 dB.

The dynamic behavior of the 2 level and 4 level weighted PCM schemes in the input level interval of -50 dB to -17 dB is shown in figures 6 and 7. Compare [5]. Two different average channel signal to noise ratios are considered, namely 12.6 dB and 11.4 dB corresponding to average bit error probabilities of 10^{-5} and 10^{-4} for the unweighted PCM system.

III. ANALYSIS OF WEIGHTED QAM/PCM

III.1. Performance Analysis

Larger improvements than with the schemes in Chapter II can be achieved with 2 dimensional multilevel schemes (and

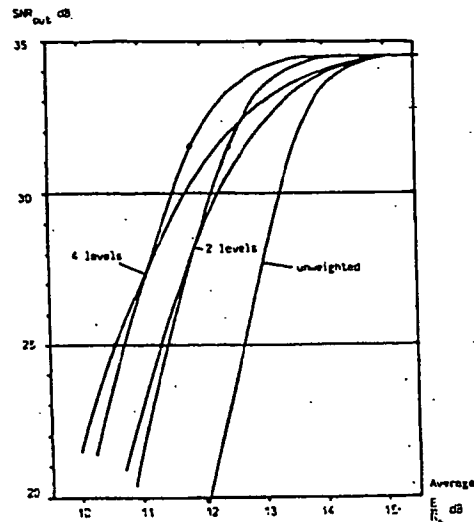


Figure 4. Performance of weighted 2 level and 4 level schemes at an input signal level of -40 dB. The optimization points are indicated (•) on the curves. Unweighted PCM is shown for comparison.

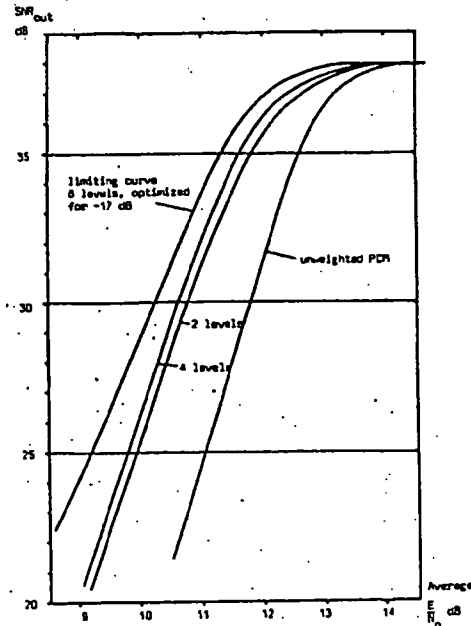


Figure 5. Performance of 2 level and 4 level weighted PCM at an input signal level of -17 dB. The optimization is made at -40 dB, $\text{SNR}_{\text{out}} = 31.5$ dB. For comparison, the limiting curve of 8 level weighted PCM, optimized for -17 dB ($A_0 = .00347$) and unweighted PCM.

optimum 16 level QAM (4 bits/channel symbol) [10], [11] with Gray-coding, see figure 8. This signal set is matched to the binary PCM symbols with the constraint of unchanged

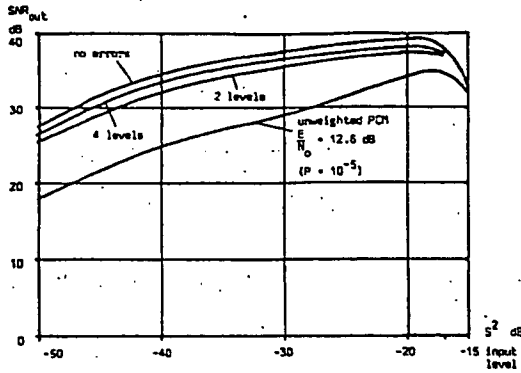


Figure 6. Dynamic behavior of 2 level and 4 level weighted PCM at average $E/N_0 = 12.6$ dB. Compare the dynamic curve for no channel errors and the dynamic behavior of unweighted PCM. The weighted PCM schemes are optimized at an input level of -40 dB and $SNR_{out} = 31.5$ dB.

We begin with the performance of the Gray-coded unweighted QAM, shown in figure 8. The average channel symbol energy is E . Thus $E = 10d^2$ where $2d$ is the minimum Euclidean distance of the signal set. The average symbol error probability is approximately for large SNR's

$$P_s \approx 3 \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E}{10N_0}}\right) = 3 \cdot Q\left(\frac{d}{\sqrt{N_0}}\right) \quad (29)$$

where we have assumed that all signal points are equiprobable, [13]. (In this reference, an exact formula is also given.) The average bit error probability for large SNR's is

$$P_b \approx \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{E}{10N_0}}\right). \quad (30)$$

However, the bit error probability is dependent on the bit position in the 4 bit word [12]. Thus, from figure 8 we conclude, that

$$P_1 = P_2 = \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{E}{10N_0}}\right) = .67 P_b \quad (31)$$

$$P_3 = P_4 = Q\left(\sqrt{\frac{E}{10N_0}}\right) = 1.33 P_b \quad (32)$$

where P_i is the bit error probability in QAM bit i . Naturally, the signal set is used in such a way that the most significant PCM symbols are placed in position 1 or 2.

Thus, the digital noise for the unweighted system is with $N = 8$.

$$\epsilon_o^2 = \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^4 A_i + \sum_{i=5}^8 A_i \right] \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E}{10N_0}}\right) \quad (33)$$

The QAM signal set is now modified so that the Euclidean distance between signal points close to decision boundaries corresponding to significant symbols are increased. The Euclidean distance corresponding to less significant symbols is decreased keeping the total average signal energy constant

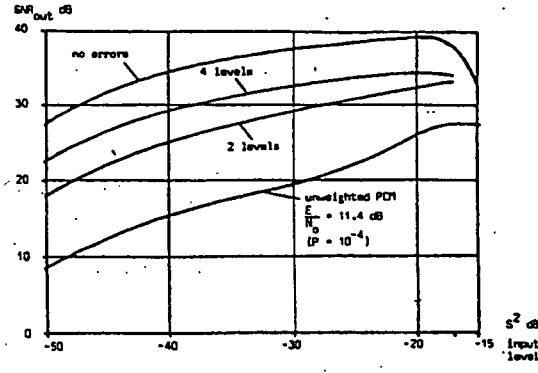


Figure 7. Dynamic behavior of 2 level and 4 level weighted PCM at $E/N_0 = 11.4$ dB. The same weighted schemes as in Figure 6.

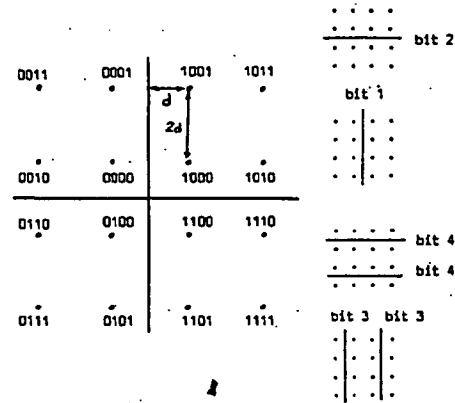


Figure 8. Gray-coded QAM. The decision boundaries for bit 1-bit 4 are also shown.

transmitted with lower bit error probability and bit 3 and 4 are transmitted with higher. We start with the special case:

2 Level Weighted QAM

Figure 9 defines the new distance profile of the signal set. For the unweighted signal set $d_1 = d_2 = d$ and $\tan(\psi) = 1/3$. The constraint that the signal energy is unchanged yields

$$E = d_1^2 + (d_1 + 2d_2)^2. \quad (34)$$

The digital noise with the 2 level weighted signal set is

$$\epsilon_o^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 A_i \cdot Q\left(\frac{d_1}{\sqrt{N_0}}\right) + \sum_{i=5}^8 Q\left(\frac{d_2}{\sqrt{N_0}}\right) \cdot A_i. \quad (35)$$

The goal is to find the coordinates of the signal set which minimizes (35) subject to the constraint (34). The calculations are simplified by introducing the parameter ψ

$$\tan(\psi) = \frac{d_1}{d_1 + 2d_2} \quad (36)$$

$$d_1 = \sqrt{E} \sin \psi \quad (37)$$

$$d_2 = \left[\frac{E}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) \right] \quad (38)$$

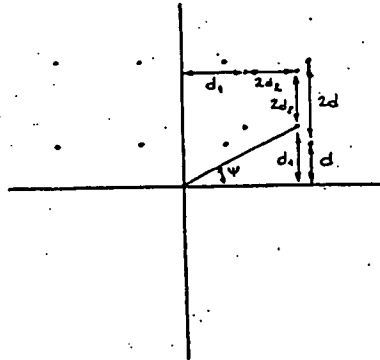


Figure 9. Distance parameters for 2 level, weighted QAM.

Thus

$$\epsilon_a^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 A_i Q \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin \psi \right) + \sum_{i=5}^8 A_i Q \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right) \right) \quad (39)$$

The optimization problem is now simple

$$\frac{\partial \epsilon_a^2}{\partial \psi} = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 A_i \cdot \psi \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin \psi \right) \cdot \sqrt{\frac{E}{N_0}} \cos \psi + \sum_{i=5}^8 A_i \cdot \psi \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right) \right) \cdot \sqrt{\frac{E}{2N_0}} \cos \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right) = 0. \quad (40)$$

Numerical methods are used to find the optimum ψ from

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 A_i \cdot \cos(\psi) e^{-\frac{E}{2N_0} \sin^2 \psi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=5}^8 A_i \cos \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right) e^{-\frac{E}{4N_0} \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right)} \quad (41)$$

As for the previous section, the optimum signal set is only optimized for one specific channel signal to noise ratio, see numerical examples below.

The parameters defining the energy sharing property of the scheme are

$$\epsilon_1 = 10 \sin^2 \psi \quad (42)$$

$$\epsilon_2 = 5 \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} - \psi \right) \quad (43)$$

The digital noise of the optimized scheme is

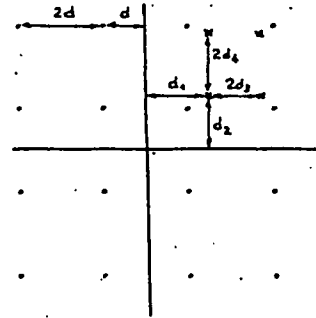


Figure 10. Distance parameters of 4 level weighted QAM.

$$\epsilon_a^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 A_i Q \left(\sqrt{\epsilon_1 \cdot \frac{E}{10N_0}} \right) + \sum_{i=5}^8 A_i Q \left(\sqrt{\epsilon_2 \cdot \frac{E}{10N_0}} \right) \quad (44)$$

4 Level Weighted QAM

With precisely the same technique as for the optimum 2 level scheme, the sub optimum 4 level set can be determined. Let d_1, d_2, d_3 and d_4 define the distance properties, see figure 10. The equal energy condition is

$$2E = d_1^2 + d_2^2 + (d_1 + 2d_3)^2 + (d_2 + 2d_4)^2 \quad (45)$$

and the digital noise is

$$\epsilon_a^2 = \frac{1}{2} (A_2 + A_3) Q \left(\frac{d_1}{\sqrt{N_0}} \right) + (A_7 + A_8) \cdot Q \left(\frac{d_3}{\sqrt{N_0}} \right) + \frac{1}{2} (A_1 + A_4) Q \left(\frac{d_2}{\sqrt{N_0}} \right) + (A_5 + A_6) \cdot Q \left(\frac{d_4}{\sqrt{N_0}} \right) \quad (46)$$

A sub optimum solution is obtained for the special case

$$E = d_1^2 + (d_1 + 2d_3)^2 = d_2^2 + (d_2 + 2d_4)^2 \quad (47)$$

For this case we can use the method from the previous section, by introducing optimization variables ψ_1 and ψ_2 .

However, although (47) is a special case it is evident from the numerical calculations in the next section, that very little is to be gained for speech signals by further optimization i.e. energy sharing between the dimensions or introducing further levels of error probabilities, see the previous sections and the numerical examples in the next section. Furthermore, if 8 levels are used, 2 different QAM signal sets are required with different average energy.

For the 4 level scheme, we assume the reordering of the symbols in an 8 bit PCM word shown in Figure 11.

III.2. Performance for Some Selected Schemes

Figure 12 shows the performance of 2 level and 4 level weighted QAM/PCM compared to unweighted QAM/PCM.

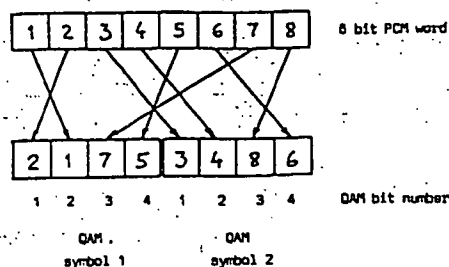


Figure 11. Encoding of an 8 bit PCM word into 2 4 bit weighted (4 levels) QAM symbols.

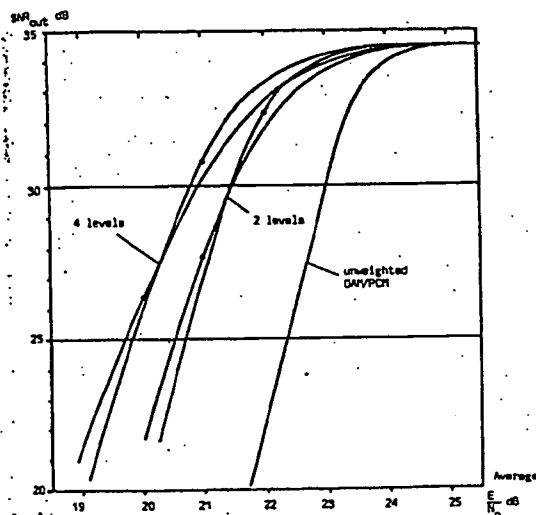


Figure 12. Performance of weighted 2 level and 4 level QAM/PCM at an input signal level of -40 dB. The optimization SNR's are shown on the curves. For comparison, unweighted QAM/PCM is also shown. The signal to noise ratio is the average channel symbol (4 bits) energy over N_0 .

Both weighted schemes are shown for 2 different optimization SNR's (shown on the curve). The numerical parameters of the curves are given in the Appendix.

We note that the gain with the 2 level scheme is 1.4–1.8 dB and the gain with the 4 level scheme is 2.0–2.6 dB.

Further gains are obtainable with optimum 4 level schemes and 8 level schemes. However, from the numerical calculations for the 4 level sub optimum curves it is evident that very little is to be gained by further optimization since there is a good balance between the contributions to the digital noise at the design point. A fraction of a dB can be obtained by considering the more complex 8 level scheme, compare section II.

Figure 13 shows the coordinates of the signal sets corresponding to the 2 level (20 dB optimization point) and the 4 level schemes (21 dB). Note the symmetry of the 2 level scheme. The Gray coding is the same as that in figure 8.

The dynamic properties of weighted QAM/PCM are similar to those of the schemes discussed in chapter II.

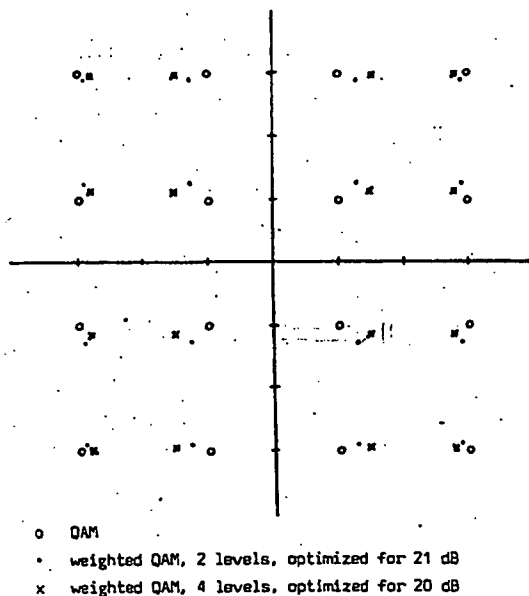


Figure 13. The QAM signal set and 2 level weighted QAM signal sets.

IV. DISCUSSIONS AND CONCLUSIONS

From the performance analysis of weighted PCM in Chapter II we find that a threshold extension of 1.85 dB is achievable for 8 bit speech PCM. This is slightly more than the 1.55 dB obtained for natural binary, linear PCM in (1), (4). We have also investigated the performance of schemes with fewer energy levels than bits in the PCM words. It was found that the threshold extension for 8 bit speech PCM with 4 energy levels is 1.7 dB, thus only slightly inferior to the optimum. 2 energy levels yield a threshold extension of 1.0 dB.

The gains in channel to noise ratio is always slightly larger if measured at a design performance lower level, say $SNR_{out} = 25$ dB at an input signal level of -40 dB, (5)–(7). At this level the optimum gain with weighted PCM is 2.3 dB.

It is interesting to notice that larger gains than those obtained in Chapter II for binary antipodal modulation (PSK) are achievable with weighted multilevel AM modulation schemes. One example of this is QAM, which we have analyzed in Chapter III. For a '4 level' weighted QAM/PCM scheme we found a threshold extension of 2.0 dB and a gain of 2.5 dB at $SNR_{out} = 25$ dB.

Figure 14 shows a comparison between QAM and PSK (QPSK) at equal E_b/N_0 . Note that the weighted QAM/PCM scheme only is 1.2 dB inferior to the PSK (QPSK) scheme at $SNR_{out} = 25$ dB.

The reason why larger gains are achievable for weighted PCM with multilevel QAM than with PSK is evident from figures 10 and 13. While d_1 is increased to protect a significant bit, d_3 is not decreased as much in QAM as it would be decreased in the corresponding weighted PSK scheme.

The gains with weighted PCM compared to unweighted PCM are not spectacular considering the increase in the complexity of the digital modulation method. However, the above

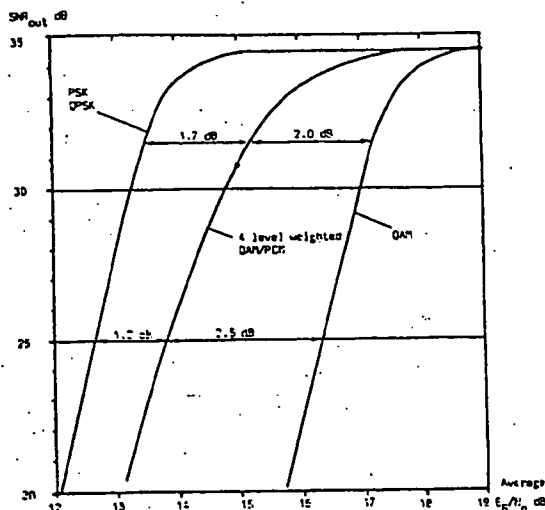


Figure 14. Comparison at equal E_B/N_0 between QAM, PSK/QPSK and weighted QAM for an input signal level of -40 dB. The 4 level weighted QAM/PCM scheme is optimized for $E_B/N_0 = 15$, see Figure 12.

Investigation gives some insight into the problem of matching a PCM (speech) signal to a MODEM.

The general property of the weighted modulation scheme should be such that the bit error probability for one specific bit in a PCM word is matched to the significance of that specific bit and in particular, the sensitivity to digital errors described by the A factor. Another method of achieving this objective is to use error correcting codes [6], [7].

A sub optimum method of energy sharing is the following: Instead of using 8 bit PCM, only the 7 most significant bits are used and the energy of the 8th symbol is equally shared by the 7 most significant symbols. The gain in channel signal to noise ratio is only .58 dB. By using 6 bits, the gain is 1.25 dB.

APPENDIX

A-FACTOR TABLE AND NUMERICAL DATA ABOUT THE SELECTED SCHEMES

A-Factor Table

Extensive A -factor Tables are published in [5], [6], [7]. In Table A1, we have collected the single error A factors which are relevant to the numerical examples given in this paper. Analytical formulas for calculating the A -factors are given in [14]. A -factors for other standard speech PCM systems ($\mu = 255$, $A = 87.5$) are also to be found in the above references.

Numerical data for the selected optimum weighted PCM schemes

All optimum energy levels are given for an input signal level of -40 dB.

2 levels

$$n_1 = 4 \text{ (bit 1 - 4)}, n_2 = 4 \text{ (bit 5 - 8)}; A_{02} = 2.74 \cdot 10^{-4}$$

TABLE A1
SINGLE ERROR A -FACTORS FOR BINARY FOLDED 8 BIT PCM,
 μ -COMPANDING WITH $\mu = 100$ AND EXPONENTIAL
SIGNAL DENSITY FUNCTION

Bit Position	Input signal levels			
	$-17\text{dB}, S^2 = 0.2$	$-25\text{dB}, S^2 = 3.16 \cdot 10^{-3}$	$-40\text{dB}, S^2 = 10^{-4}$	$-50\text{dB}, S^2 = 10^{-5}$
A_1	.08	.0126	.0004	.00004
A_2	.163	.155	.028	.0126
A_3	.061	.0117	.0013	.0008
A_4	.0089	.00164	.000143	.0001
A_5	.00192	.000354	.0000303	.0000141
A_6	.000464	.0000853	.0000072	.00000316
A_7	.000115	.0000213	.0000018	.00000079
A_8	.0000287	.0000053	.0000004	.0000002

e_1	e_2	$\frac{E}{N_0}$	SNR _{out}
1.35	.65	12.5 dB	31.5 dB
1.46	.54	11.3 dB	25 dB

3 levels

$$n_1 = 1 \text{ (bit 2)} \quad n_2 = 4 \text{ (bit 1, 3, 4, 5)} \quad n_3 = 3 \text{ (bit 6, 7, 8)}$$

$$A_{03} = 1.17 \cdot 10^{-4}$$

4 levels

n_1	n_2	n_3	n_4	A_{04}
2 (bit 2,3)	2 (bit 1,4)	2 (bit 5,6)	2 (bit 7,8)	$9.50 \cdot 10^{-6}$
1 (bit 2)	3 (bit 1,3,4)	2 (bit 5,6)	2 (bit 7,8)	$8.44 \cdot 10^{-5}$

Scheme no. 2 is selected. The following data are given for that scheme.

e_1	e_2	e_3	e_4	$\frac{E}{N_0}$	SNR _{out}
1.72	1.24	.81	.47	11.8 dB	31.5 dB
1.91	1.32	.74	.33	10.5 dB	25 dB

8 levels

$$A_0 = 6.62 \cdot 10^{-6}$$

$$e_1 = 1.35$$

$$e_2 = 2.06$$

$$e_3 = 1.51$$

$$e_4 = 1.14$$

$$e_5 = .87$$

$$e_6 = .63$$

$$e_7 = .41$$

$$e_8 = .22$$

$$\frac{E}{N_0} = 10.3 \text{ dB}$$

$$\text{SNR}_{\text{out}} = 25 \text{ dB}$$

Numerical data for the selected optimum weighted QAM/PCM schemes

2 level weighted QAM/PCM

$\frac{E}{N_0}$	ψ	e_1	e_2
21 dB	23.9°	1.64	.65
22 dB	22.8°	1.51	.71

The relative coordinates ($d = 1$) for the signal points in the first quadrant at an average $E/N_0 = 21$ dB are (1.28; 1.28), (1.28; 2.89), (2.89; 1.28) and (2.89; 2.89). For QAM the relative coordinates are (1; 1), (1; 3), (3; 1) and (3; 3).

4 level weighted QAM/PCM

$\frac{E}{N_0}$	ψ_1	e_1	e_3	ψ_2	e_2	e_4
20 dB	28.2°	2.23	.42	21.1°	1.29	.82
21 dB	26.4°	1.98	.51	20.5°	1.23	.86

The relative coordinates ($d = 1$) for the signal points in the first quadrant at an average $E/N_0 = 20$ dB are (1.49; 1.14), (1.49; 2.96), (2.78; 1.14) and (2.78; 2.96).

REFERENCES

- [1] E. Bedrosian, "Weighted PCM," *IRE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-4, March 1958, pp. 45-49.
- [2] I. T. Young and J. C. Mott-Smith, "On Weighted PCM," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-11, Oct. 1965, pp. 596-597.
- [3] A. G. J. Holt and J. Yates, "Comments on Weighted PCM," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-18, Nov. 1972, pp. 817.
- [4] A. L. Fawe, "Threshold Extension in PCM," Presented at the IEEE International Symposium on Information Theory Ronneby, Sweden, June 21-24, 1976. Abstract in Conference Record, p. 163.
- [5] N. Rydbeck and C-E. Sundberg, "Analysis of Digital Errors in Non-linear PCM Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-24, Jan. 1976, pp. 59-65.
- [6] C-E. Sundberg and N. Rydbeck, "Pulse code modulation with error-correcting codes for TDMA Satellite Communication Systems," *Eriksen Technics*, Vol. 32, (1976), No. 1, pp. 3-56.
- [7] N. Rydbeck and C-E. Sundberg, "PCM/TDMA Satellite Communication Systems with Error-Correcting and Error-Detecting Codes," *Eriksen Technics*, Vol. 32, (1976), No. 3, pp. 195-247.
- [8] Cattermole, "Principles of pulse code modulation," Iliffe Books Ltd., London, 1969.
- [9] J. M. Wozencraft and M. I. Jacobs, "Principles of Communication Engineering, Wiley, 1965.
- [10] G. J. Foschini, R. D. Gitlin and S. B. Weinstein, "Optimization

of Two-Dimensional Signal Constellations in the presence of Gaussian Noise," *IEEE Trans. Commun.* Vol. COM-22, No. 1, Jan. 1974, pp. 28-38.

- [11] C. M. Thomas, M. Y. Weidner and S. H. Durrani, "Digital Amplitude-Phase Keying with M-ary Alphabets," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-22, No. 2, Feb. 1974, pp. 168-180.
- [12] C-E. Sundberg, "Bit Error Probability Properties of Gray-Coded MPSK Signals," *Electronics Letters*, Vol. 11, No. 22, Oct. 1975, pp. 542-544.
- [13] M. K. Simon and J. G. Smith, "Hexagonal Multiple Phase-and-Amplitude-Shift Keyed Signal Sets," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-21, No. 10, Oct. 1973, pp. 1108-1115.
- [14] C-E. Sundberg, "The Effect of Single Bit Errors in Standard Non-linear PCM Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-24, No. 9, Sept. 1976, pp. 1062-1064.
- [15] C-E. Sundberg and N. Rydbeck, "Redistribution of Transmitted Satellite Power in PCM/TDMA Systems by Adaptive Use of Error-Correcting Codes," *International Conference on Communications*, San Francisco, June 1975, *Conference Record* pp. 28.6-28.10.
- [16] N. Rydbeck and C-E. Sundberg, "Techniques for Introducing Error-Correcting Codes into TDMA Satellite Communication Systems," *Eriksen Technics*, Vol. 31, (1976), No. 4, pp. 217-246.
- [17] A. J. Viterbi, "Principles of Coherent Communications," McGraw-Hill, 1966.
- [18] H. Taub and D. Schilling, "Principles of Communication Systems," McGraw-Hill, 1971.

Differential Pulse-Code Modulation of the Wiener Process

AKIRA HAYASHI, MEMBER, IEEE

Abstract—The performance of DPCM with uniform quantization with the Wiener process input is analyzed. The approach taken is to establish an equation for the characteristic function of error distribution and then to solve its steady-state version. No use is made in the derivation of the approximating concepts of slope overload error and granular error. Exact formulas are derived which give the mean-squared-error in terms of the step size 2Δ and the number of levels N of quantization. Curves are shown for two kinds of mean-squared-error versus Δ or N , and are compared with the rate distortion function.

1. INTRODUCTION

Delta modulation has theoretical as well as practical significance in the encoding of certain classes of both stationary and nonstationary analog sources [1]. However, few exact analyses exist. Among them are the following: Fine studies [2] the response of delta modulation to independent or independent increment inputs; Masry and Cambanis [3] give several for-

Paper approved by the Editor for Data Communication Systems of the IEEE Communications Society for publication after presentation at the International Symposium on Information Theory, Ithaca, NY, October 10-14, 1977. Manuscript received April 5, 1977; revised January 16, 1978.

The author is with the Department of Electrical Engineering, Kanazawa Institute of Technology, Kanazawa, Ishikawa-ken 921, Japan.

E5-93096-TS(6)X

MULTIDIMENSIONAL SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING

An International Journal

EXRV

Volume 3, No. 2/3, May 1992

Special Issue: Multidimensional Processing of Video Signals
Guest Editors: Giovanni L. Sicuranza and Sanjit K. Mitra

Editorial	<i>N.K. Bose</i>	109
Introduction	<i>Giovanni L. Sicuranza and Sanjit K. Mitra</i>	111
Motion Adaptive Scan Rate Up-conversion	<i>Petri Haavisto, Janne Juhola and Yrjö Neuvo</i>	113
Spectral Estimation of Video Signals	<i>G. Correlazzo, G.A. Mian and R. Rinaldo</i>	131
Multiresolution Coding Techniques for Digital Television: A Review	<i>Martin Vetterli and Kamil Metin Uz</i>	161
Multiresponse Imaging: Information and Fidelity	<i>R. Alter-Gartenberg, C.L. Fales, F.O. Huck, Z. Rahman and S.E. Reichenbach</i>	189
Motion-Compensated Filtering of Time-Varying Images	<i>Eric Dubois</i>	211
On the Hybrid Coders with Motion Compensation	<i>Chi-Fa Chen and K.K. Pang</i>	241
Contour Image Sequence Compression through Motion Analysis and Hybrid Coding Method	<i>Chung-Lin Huang</i>	267
Contributing Authors		297

Multiresolution Coding Techniques for Digital Television: A Review

EXRV

MARTIN VETTERLI* AND KAMIL METIN UZ†

Department of Electrical Engineering and Center for Telecommunications Research, Columbia University,
New York, NY 10027-6699

Received March 12, 1991. Revised September 20, 1991
Invited Paper

Abstract. Multiresolution decompositions for video coding are reviewed. Both nonrecursive and recursive coding schemes are considered. In nonrecursive schemes, it is shown that pyramid structures have certain advantages over subband or wavelet techniques, and a specific spatiotemporal pyramid coding of HDTV is discussed in some detail. It is shown that recursive, DPCM like schemes will incur a slight loss of optimality due to a restricted form of prediction if multiresolution decomposition with compatible decoding is required. Compatibility and transmission issues are also discussed. Multiresolution transmission for digital broadcast TV is introduced. This, when combined with multiresolution source coding, achieves spectrum efficiency, robustness and graceful degradation under channel impairments.

Key Words: Digital television, multiresolution coding, video compression

"In 1927, Gray, Horton and Mathes [1] gave the first full theoretical discussion of the influence of waveband restriction on the quality of television pictures, and were able to fix the minimum waveband requirements in advance, long before the first high-definition system was realized."

D. Gabor, "Theory of Communication," *Journal of the IEE*, 1946 [2]

1. Introduction

The processing and compression of digital video signals has recently become the focus of intensive research. Past efforts were mainly concerned with high compression of relatively simple sequences (e.g., the compression of video conference signals down to 64 kbit/s). Currently, however, the efforts have been broadened to cover an extensive set of applications, from video conferencing to high definition television, and the associated target bit rates after compression range from under 100 kbit/s to several tens of megabits per second.

Traditionally, television has used a mix of continuous and sampled processing. Two out of the three dimensions in regular television are discrete, but the sample values are not quantized. Gradually, digital processing has been used to improve picture quality by pre- and postprocessing. But by now, it is clear that the future of television lies in sampled digital processing [3]. Television can be viewed as a three-dimensional sampled signal with three-component discrete values (for the representation of color in an appropriate color space).

*Work supported in part by the National Science Foundation under grants ECD-88-11111, MIP-90-14189 and Bell Communications Research.

†Work supported by the National Science Foundation under grants ECD-88-11111. K.M. Uz is now with David Sarnoff Research Center in Princeton, NJ 08543.

This digital view of video has reconciled, at least technologically, the computer and the broadcast industry, and leads to many new applications ranging from storage of video on CD-ROMS [4], [5] to transmission of video over packet networks and possibly a new digital standard for production and broadcast of high definition television.

This unified approach to television raises the following questions:

1. What are the *best* compression techniques for the various applications?
2. Are there methods which will allow a certain *compatibility* between various applications?
3. Besides their compression performance, do the methods blend well with other requirements, related to storage, transmission, and pre/postprocessing?

The goal of the present paper is to explore how the concept of multiresolution (MR) signal processing can be used to address the above questions in digital video. This concept, which encompasses several well-known coding techniques like subband and pyramid coding, is based on the idea of representing a signal at various resolution levels, and going from one resolution to the next by adding *augmentation* channels (or added details).

The outline of the paper is as follows. Section 2 introduces multiresolution processing and explores some of its benefits and limitations. Finite memory MR schemes, namely transform, subband, wavelet and pyramid coding are introduced in section 3, indicating some advantages of the latter for video compression and representation [6]. Section 4 reviews classical recursive coding techniques of the differential pulse-code modulation (DPCM) type, including hybrid motion compensated predictive discrete cosine transform (HMCP-DCT) coding, showing how to achieve MR decomposition (and at what price). The issue of compatibility and transcoding is discussed in Section 5 and Section 6 deals with transmission issues like robustness and MR transmission for digital broadcasting.

It should already be clear from the outline that digital video compression and transmission is a systems problem involving many constraints, and that specific technical questions like compression at a given resolution cannot be solved in isolation but have to be considered within this global context.

2. Multiresolution signal processing and analysis

The concept of MR processing is based on the analysis of a signal at a hierarchy of scales. Typical signals one deals with in real life (including video) have a lowpass nature: the power spectrum rapidly falls off at high frequencies. Therefore, a coarse version containing the lowpass content is a good approximation in the mean square error (MSE) sense. In the case of video, this approximation is also good in the perceptual sense as the human visual system (HVS) has a roughly bandpass response falling off at high frequencies [7]. Furthermore, there is strong evidence that the HVS has a MR nature [8]. MR approaches are therefore natural from both signal processing and perceptual points of view.

Predictive coding algorithms achieve compression by predicting the signal and coding the prediction error. Such a prediction can be based on a low resolution approximation. For example, in pyramid coding [9]. That is, the coding algorithm can be seen as a *successive approximation method*.

In representation of video one may require a multiresolution decomposition. As an example, for compatibility purposes, a lower resolution version of high-definition television could be similar to regular definition television. Another example would be a video database, where browsing would be facilitated by having low resolution versions for quick access. Also, storage on tape in a multiresolution format makes fast monitored access (fast forward/reverse with viewing) easier if the decoding is compatible.

Finally, for transmission purposes, a multiresolution decomposition can be used to achieve better performance by guaranteeing higher protection for the more important low resolution approximations. Such joint source/channel coding can be advantageous both for time-varying channels (asynchronous transmission like ATM) and broadcast situations.

Then, source and channel coding are usually done separately. This is optimal if both can be done optimally, which is only possible in the limit of long block lengths and perfect knowledge of source and channel. In more practical situations, joint source/channel coding is beneficial, and multiresolution decomposition is a method of choice to match the source and channel coding. In particular, the broadcast situation is particularly suited for a multiresolution transmission, since there is no "single" channel, but many different ones to be accommodated.

Despite these attractive features, several key questions have to be answered before one applies a multiresolution decomposition. First, how efficient can a multiresolution source coding be? As to be expected from general information theoretic results, if complexity is not an issue, it is more efficient to encode the signal in whole rather than divide it into parts that are coded separately. Thus, multiresolution decomposition will be suboptimal in general. Equitz [10] has shown cases where successive approximation is still optimal, but they are restricted.

However, in the complexity bound case (i.e., practical applications), it is not clear how suboptimal a multiresolution approach will be, especially considering subband and pyramid coding have been fairly successful as image compression techniques. Still, it is clear that the constraint of having a compatible subchannel of a given quality (like in the high definition versus ordinary television example) is fairly restrictive, and will lead to suboptimal performance when compared to an unconstrained coding.

Can the multiresolution decomposition be used in all coding techniques? It turns out that they are naturally suited for finite memory schemes such as transform or subband coding, while recursive schemes with a multiresolution structure incur a certain loss in coding efficiency. There is a basic difference between open loop (or finite memory) coding methods and closed loop (or recursive) coding methods. In the former case, the various resolutions and the augmentations are treated independently, making compatible decoding easy (i.e., decoding of the low resolution version only). Even if there were an interaction between the channels, the error produced by not taking the augmentation channel into account (in decoding the low resolution) would be bounded. In recursive schemes, unless some additional constraints are imposed, such a compatible decoding is not possible because the error could grow without bound. This fundamentally different behavior appears because errors do accumulate in closed loop systems (which behave like integrators) while they have finite effect in open loop systems.

Before going into detail about MR coding techniques, we would like to define some concepts which are key to understanding multirate and wavelet based systems and have been

used in computer vision as well [11]. The notion of *resolution* of a signal is intuitively clear, since added high frequencies means more detail or increased resolution. It is thus related to the bandwidth of the signal. This holds also in the sampled domain, but it is best thought of as the bandwidth of the equivalent continuous-time signal. This definition indicates that an oversampled version will not have more resolution than a critically sampled version of the same signal. The notion of *scale* is related to the *size* of the signal. We will adhere to the convention also used in the wavelet literature [12], [13], [14] that large scale denotes *contraction* of the signal, while small scale stands for a *dilated* signal. Thus given a continuous function $f(x)$ and a positive real number s , the scaled version $f(sx)$ will be contracted for $s > 1$ and stretched for $s < 1$. Figure 1 shows various operations from multirate signal processing and their effect on resolution and scale (for simplicity, only changes by factors for 2 are considered). Obviously, the resolution cannot be increased, unless information is added. Figure 2 shows these operations on a real image.

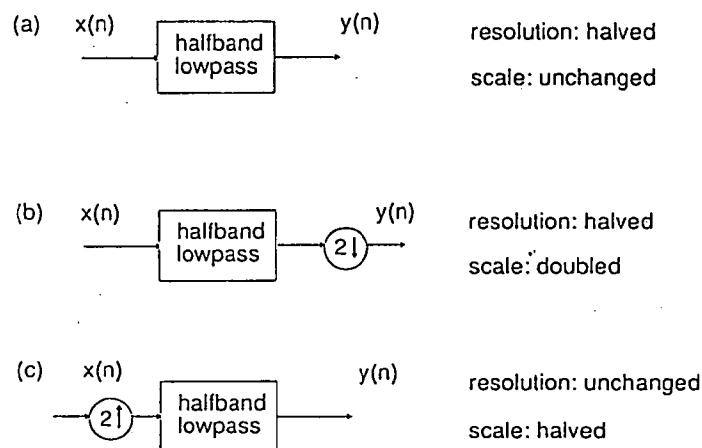


Figure 1. Resolution and scale changes in discrete time (by factors of 2). Note that the scale of signals is defined as in geographical maps. (a) Half-band low-pass filtering reduces the resolution by 2 (scale is unchanged). (b) Half-band low-pass filtering followed by subsampling by 2 doubles the scale (and halves the resolution as in (a)). (c) Upsampling by 2 followed by half-band low-pass filtering halves the scale (resolution is unchanged).



Figure 2

The scale of an image can be density scaled, a given way

3. Fin

Such :
tions :
order
paring
spatio

3.1. K

Finite
is du
form.
 $x(n)$

The :
a tra
value
autoc



Figure 2. Resolution and scale changes on an image: (a) original signal. (b) at higher scale (c) at higher resolution.

There is a fundamental difference between the continuous-time and the discrete-time scale change. In the former, scale changes are reversible, while in the latter, a *dilation* can be reversed, while a contraction cannot. This is due to the interaction of the sampling density and the scale of a signal. Since the Fourier transform of $f(sx)$ will be $\hat{f}(\omega/s)$, large scales require higher sampling frequencies in order to capture the same information on a given function. Note also the *change in scale* is the fundamental operation in the theory of wavelets [12], replacing modulation which is central in Fourier methods.

3. Finite memory multiresolution schemes

Such schemes include transform, subband, wavelet, and pyramid coding. They are all variations on the theme of the Karhunen-Loeve transform (KLT), and thus perform a natural ordering of the multiresolution components. After discussing the various schemes and comparing them, we will illustrate some specific points on the example of three-dimensional spatiotemporal pyramid coding of HDTV [6].

3.1. Karhunen-Loeve transform

Finite memory schemes have a natural relation to multiresolution decomposition. This is due to the fact that such schemes are approximations of the Karhunen-Loeve transform. Let us briefly review the KLT. Assume a vector process x (typically, $x = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]$) with autocorrelation matrix (assuming zero mean):

$$R = E\{xx^T\}. \quad (1)$$

The matrix R is symmetric and has thus a full set of orthogonal eigenvectors. Choosing a transform T with rows equal to the eigenvectors of R in decreasing order of the eigenvalues (R is assumed positive definite), the transformed vector process $y = Tx$ has autocorrelation:

$$E\{yy^T\} = TRT^T = \Delta \quad (2)$$

where Δ is a diagonal matrix with decreasing entries. Because T is unitary, that is, it conserves l_2 norms, the best subset of coefficients y_i in the l_2 sense is the first k coefficients. This gives a simple ranking or prioritization of the transform coefficients. In a joint source-channel coding environment, more protection would thus be allocated to lower order coefficients.

It is well known that DCT coding is an approximation of the KLT for highly correlated first-order Markov processes [15]. In particular, lower frequency DCT coefficients will have higher energy. In that sense, subband and pyramid coding, which both rely on lowpass versions as first approximations, are similar to a KLT for processes with strong correlation.

It should always be kept in mind that the KLT produces a best approximation in the mean squared error sense or l_2 norm. In particular, the l_2 norm is conserved between the transform and the original domain, because T is unitary. However, if another norm is used (like for example maximum error or l_∞ norm), the KLT or any unitary transform will only produce a weak bound for that other norm. Let us make an illustrative example, which is relevant to high-quality coding applications. Assume we want to bound the l_∞ norm of the reconstructed signal after quantization in the DCT transform domain. The DCT uses the mean as one of the basis vectors, that is, the vector $1/\sqrt{N}[1 \ 1 \dots 1]$. Now, if quantization in transform domain produces an error of at most δ , the worst case reconstruction error is $\sqrt{N}\delta$, or an increase by \sqrt{N} over quantization of the original signal.

3.2. Subband coding

A typical subband coding scheme is shown in Figure 3 in its simplest version. It is a one-dimensional system with division into two subbands, each critically subsampled by 2. The subbands are encoded appropriately (that is, with adaptive encoders tailored to the bands), transmitted, decoded and recombined in a synthesis filter bank that upsamples the signals and interpolates them to reconstruct an approximation to the original. In the case of lossless encoding of the bands, there is a large body of literature on how to design filters so as to get perfect reconstruction (see e.g., [16]). It is most intuitive to look at subband coding as a transform coding where the basis vectors have some overlap between neighboring blocks [17], [18], [19]. Indeed, one can write the operation of the filter bank as a block Toeplitz

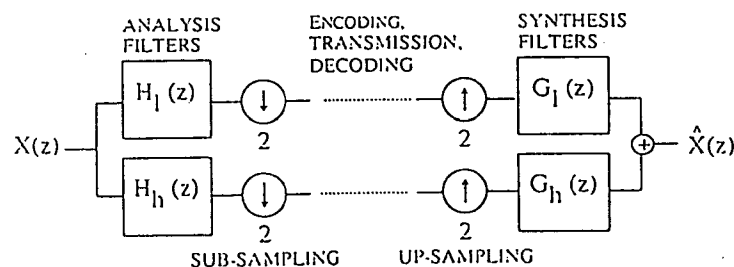


Figure 3. Two-channel subband coding system in one dimension.

operator
by the s

T

In the c
output
with H

F

where
paraun
(which
(e.g., I

Beca
case b
that th

Agai
error v
filters
ed on
uncon
usual

The
ward,
of vid
Sever
decon
sion i
lower
the se
video

Ho
it is s
and u
phase
and th
comp

Th
true
tions
sion
subs

operator T (containing the impulse responses of the various filters and versions shifted by the subsampling factor) and then, if the bank is unitary [18]:

$$T^* \cdot T = I. \quad (3)$$

In the z -transform domain, one can show that (3) is equivalent to the multiple-input, multiple-output (MIMO) transfer matrix being paraunitary or lossless (stable) [16], [18], that is, with $H(z)$ standing for the MIMO transfer function matrix:

$$\tilde{H}(z) \cdot H(z) = I, \quad (4)$$

where $\tilde{H}(z)$ stands for $H^T(z^{-1})$ (assuming real filter coefficients). The theory of these paraunitary matrices is well developed (e.g., [16]) and generalizations to biorthogonal cases (which include linear phase filter, important for image processing) have been done as well (e.g., [18]).

Because of the close relationship of subband filter banks to unitary transforms, the worst-case behavior of the reconstruction error discussed for the DCT appears also here (note that the number of subbands is usually small, however).

Again, ordering of the subbands according to their energies will minimize the squared error when only a subset is used for reconstruction. But note that because the design of filters for perfect reconstruction filter banks is heavily constrained, the reconstruction based on a subset is usually suboptimal in terms of perceptual quality when compared to an unconstrained derivation of a low-resolution version (using standard low-pass filters). Also, usual properties like aliasing cancellation are lost.

The extension of subband coding to two [20], [21] or three dimensions [22] is straightforward, especially in the separable case. Figure 4 shows a simple subband decomposition of video into combinations of low- and high-pass versions over the various dimensions. Several authors have suggested schemes using some sort of three-dimensional subband decomposition [22], [23], [24], or use of subband decomposition over the spatial dimension in video coding schemes. Obviously, the multiresolution nature is conserved, with lower bands contributing the basic information, while higher bands add more details, and the scheme was used successfully for joint source-channel coding in the context of packet video [25].

However, the inclusion of explicit motion information is not simple, essentially because it is sequence-domain information that has to be used in frequency domain. To put it explicitly and using Fourier terminology, a space-domain motion or shift shows up as a different phase shift in all the frequency components, and is therefore difficult to detect precisely and then to correct. This effect is well known in DCT coding (where DCT domain motion compensation is known to be difficult), but is present as well in subband decompositions.

The extension of subband coding to multidimensional nonseparable systems (that is, a true generalization to multiple dimensions) was also performed [26], [27], and applications thereof include progressive to interlaced conversion of video with the perfect inversion property [28] (using a nonseparable perfect reconstruction filter bank for quincunx subsampling).

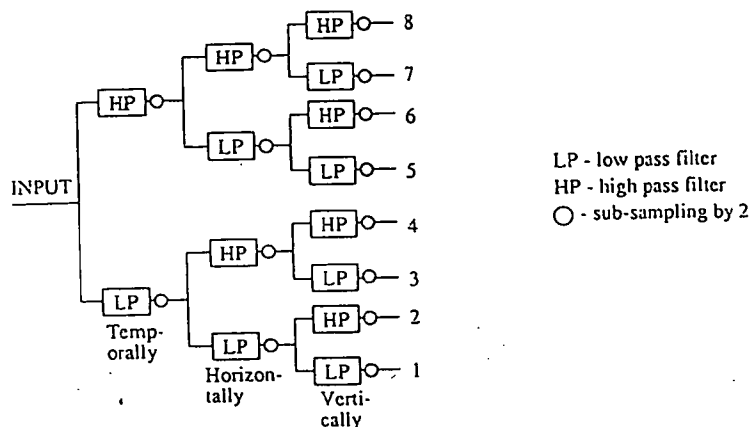


Figure 4. Three-dimensional subband coding system, with division into low and high frequencies in all three dimensions.

3.3. Wavelet coding

Discrete wavelet coding [29] is a subband coding technique with a logarithmic tree structure as shown in Figure 5. The logarithmic tree structure leads to a doubling of the resolution each time a channel is added. In wavelet coding, the filter bank uses a special type of low-pass filter called a *regular* filter. Such a filter has the property that, when iterated in a cascade of filtering-subsampling steps, it will tend to a smooth equivalent impulse response [12], [30]. Failure to meet regularity can produce equivalent filters which tend to fractal impulse responses when iterated. Since typical wavelet or subband coding iterates an elementary filter bank several times (three to five times, typically), an equivalent fractal filter can be problematic in such applications. This is because quantization "noise" will appear in the reconstructed signal as a weighted sum of the impulse responses, which can be more visible if they are discontinuous.

Besides the usual properties of filters used in subband coding (e.g., orthogonality or

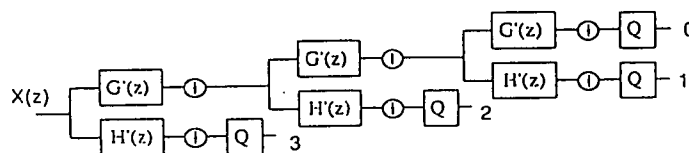


Figure 5. Wavelet coding based on a logarithmic filter bank tree.

linear phase high-pass energy in Wavelet pyramidal experiments that are appropriate. Assigning over the c HVS and Arbitrary trees. This ing adaptation schemes :

3.4. Pyra1

The simplicity of the original difference with the proposed design of the coder based on account of the case error robustness [6]. The can be arbitrary transform based processing subsamp

Original
signal

Figure 6

linear phase), regular low-pass filters will have a large number of zeros at $z = -1$. The high-pass filter then has many zeros at $z = 1$, and smooth functions will produce little energy in the high bands of the wavelet analysis, a useful feature for compression.

Wavelet decomposition results in a logarithmic division of frequency space, similar to pyramidal techniques. This division can be justified by HVS models. Various psychovisual experiments [8] have suggested that the retinal processing uses independent bandpass filters that are approximately linear, and have a constant relative bandwidth of about one octave. Assigning a roughly constant number of bits per octave will lead to equal perceived quality over the channels. Therefore, the logarithmic spacing in the wavelet domain matches the HVS and maintains high perceptual quality while achieving compression.

Arbitrary binary trees based on two-channel filter banks are an alternative to logarithmic trees. This leads to so-called wavelet packets [31], which, together with algorithms for finding adaptively the "best" tree for a given signal, produce interesting schemes [32]. Such schemes are conceptually related to adaptive vector quantization trees [33], [34], [35].

3.4. Pyramid coding

The simplest example of pyramidal coding is given in Figure 6. A low-resolution version of the original is derived, from which an interpolation of the original is attempted. The difference between this interpolated version and the original is evaluated and sent together with the low-resolution version [9]. The scheme, can, of course, be iterated and can be so designed that only a single source of quantization error remains, namely, the quantization of the last difference signal (see Figure 7) [6]. The idea is to reconstruct at the encoder based on the encoded upper layers, so as to take quantization of these layers into account when deriving the final, highest resolution difference signal. Therefore, the worst-case error is easily bounded by designing the last quantizer accordingly. This inherent robustness is an advantage of pyramidal coding over both transform and subband coding [6]. The other main advantage is that the decimation and interpolation operators can now be arbitrary (rather than being heavily constrained as in subband schemes or fixed as in transform coding). That is, nonlinear operations are possible [36], and in particular, motion-based processing is easily included. The drawback is that the difference signal cannot be subsampled anymore, although it is really a high-pass signal. However, the overhead in

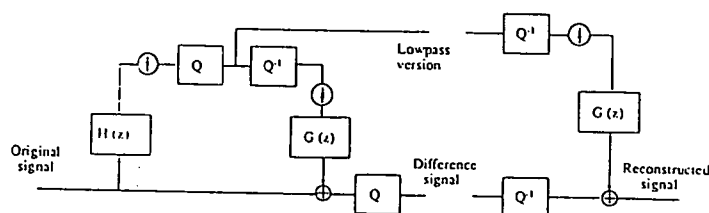


Figure 6. Pyramid coding.

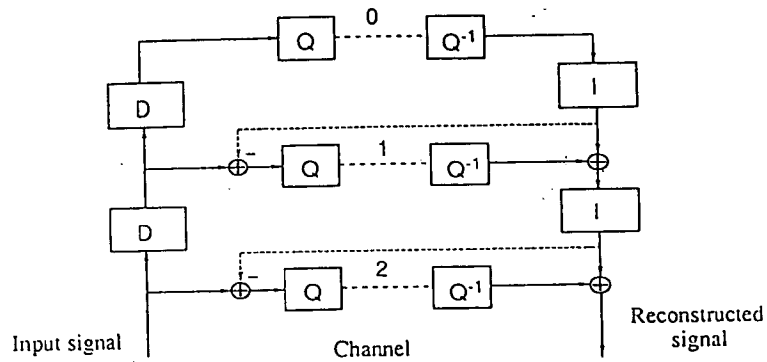


Figure 7. Three-level pyramid coding, with feedback of quantization of the high layers into the prediction of the lower ones; D and I stand for decimation and interpolation, respectively. Thus, only one source of quantization error remains, namely, that of the highest resolution difference signal.

number of samples decreases as the dimensionality increases. In m dimensions, we have an oversampling r as a function of the number of levels l in the pyramid equal to

$$r = \sum_{i=0}^{l-1} \left(\frac{1}{2^m} \right)^i < \frac{2^m}{2^m - 1}, \quad (5)$$

which is an overhead of 50%–100% in one dimension and goes down to 25%–33% in two dimensions and only 12.5%–14% in three dimensions.

3.5. Comparison of subband and pyramid methods

The first difference between subband (or wavelet) decompositions and pyramid ones is that the former is *critically sampled* (number of samples constant between signal and transform domains) while the latter is *oversampled* (increase in the number of samples in the transform domain). However, this oversampling ratio becomes negligible as the dimensionality increases (see (5)).

Next, the operators used to change resolution in subband or wavelet coding are very constrained. They must be perfect reconstruction filters, meeting restrictive algebraic constraints on their coefficients. The result is that subband low-pass filters of reasonable complexity are relatively poor. Thus, a compatible low-pass channel in a subband coding system is usually of inadequate quality. In pyramid coding, the operators for changing resolution are completely unconstrained. For instance, they can be nonlinear [36]. In particular, one can choose the best possible low-pass filter in order to derive a compatible subchannel. Therefore, compatible subchannels in pyramid coding systems are usually of better quality than their subband coding counterparts.

As explicated for transform coding (see Section 3.1), one gets only a weak bound on the maximum reconstruction error due to the possible coherent addition of errors from the various transform coefficients. The same situation is true in subband coding, which is a generalized transform. In pyramid coding, using the method of quantization feedback (see Section 3.4), the maximum error can be bounded by the quantization error of the last quantizer. This tight control on the quantization error can be important in applications where a precise bound on the maximum error is needed, as in medical applications or contribution quality video coding.

Finally, specifically for the case of coding video signals, it is important to discuss the inclusion of motion models within the various coding schemes. As already alluded to, motion is a sequence-domain phenomenon and is thus difficult to treat in the transform domain. This is the reason motion compensation in DCT domain has not been very successful. The same reason makes inclusion of motion in the subband domain difficult: a single motion is spread in all bands, and fine motion is quantized coarsely by the subsampling of the bands. Also, the increase in error by \sqrt{N} (where N is the number of subbands) from accumulation of errors can be problematic if motion errors occur in the subbands. The pyramid coding method does not suffer from these drawbacks: the nonlinear processing associated with motion detection does not present any problem, and approximation operators can be motion based if desired.

3.6 Example: spatiotemporal pyramid coding of HDTV

Some of the trade-offs discussed above can be well illustrated with a coding scheme for HDTV that we developed after investigating several alternative schemes. In particular, it shows the trade-offs between subband and pyramid coding. The discussion will remain mostly conceptual, and we refer the interested reader to [6] for additional details.

The goal was to develop a high-quality coding method with the following features:

1. Signal decomposition for compression purposes
2. Compatible subchannels
3. Tight control over coding error
4. Easy joint source-channel coding
5. Robustness to channel errors
6. Easy random access for digital storage

Clearly, a multiresolution scheme is desired (points 2 and 4). While the last two points indicate that a finite memory scheme will be preferable, let us discuss how the first three points influence a choice between subband and pyramid coding.

Among finite memory schemes, pyramid coding can painlessly include motion information to achieve high compression. This is due to the fact that motion estimation, and therefore motion compensation, is nonlinear, and it is thus difficult to include in a scheme based on linear processing, such as subband decomposition (for example, if one wanted motion-compensated filters). In a pyramid, however, it is simple to base one of the predictions on motion, that is, for example, predict odd frames from even ones and encode the prediction error.

Compatible subchannels (that is, the coarse versions of the original) look poor if low-complexity subband filters are used. At comparable complexity, much better filters can be used in pyramids, since they are unconstrained. This leads to substantially better subchannels in pyramid schemes, both in two and three dimensions.

Quantization error performance has been discussed before, showing the superiority of pyramids over transform or subband schemes in this regard.

What about the oversampling present in pyramids? The relative advantage of subband schemes diminishes as one goes to higher dimensions. In a three-level three-dimensional pyramid, we end up with a full size signal, plus $1/8$ and $1/64$ size signals, that is, 14% overhead in the number of samples. Table 1 summarizes the comparison of subband and pyramid coding for video compression.

The three-dimensional spatiotemporal pyramid is shown in Figure 8(a). A higher level in the pyramid is obtained by a reduction in resolution by a factor of 2 in each dimension (or eight times less samples). This is done by low-pass filtering and subsampling in the two spatial dimensions and by straight subsampling in the time dimension. The prediction or interpolation step is shown in Figure 8(b). First, the spatial dimension is interpolated using linear filters, and the difference is encoded. Then the time dimension is motion interpolated, and the difference is encoded. This separation of space and time not only reduces the complexity but is natural due to the fundamental difference between space and time in video. This process is iterated twice, so that the final resolution is approximated in two steps. Note that besides the lowest resolution sequence (which represents $1/64$ of the original samples), only difference sequences are encoded, together with motion vectors.

For illustration purposes, Figure 9 shows a frame from each of the three levels in the pyramid. Over time (a dimension which is difficult to show on paper!), if the original frame rate is f_f , the smaller ones have rate $f_f/2$ and $f_f/4$, respectively. The compression scheme, described in detail in [6], leads to a very high quality coding at around 1.5 bits/pixel, or a compression factor of 10.

Interestingly, the motion estimation procedure relies also on the multiresolution concept. An initial motion field of low resolution on a low-resolution sequence is successively refined until a full-resolution motion field is obtained [37], [38]. Such a procedure is both computationally efficient and robust.

Table 1. Comparison of subband and pyramid schemes for video coding.

Method	Subband	Pyramid
Oversampling	0%	14%
Max. coding error	$\sqrt{N}\delta$	δ
Subchannel	Poor	Good
Inclusion of motion	Difficult	Easy
Nonlinear processing	Difficult	Easy
Model based processing	Difficult	Easy

Fig-
ure
one
the

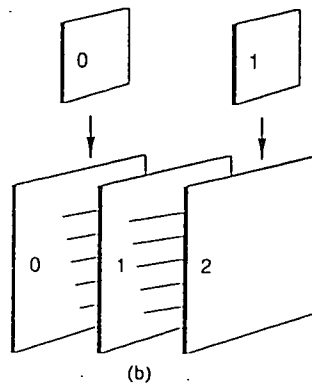
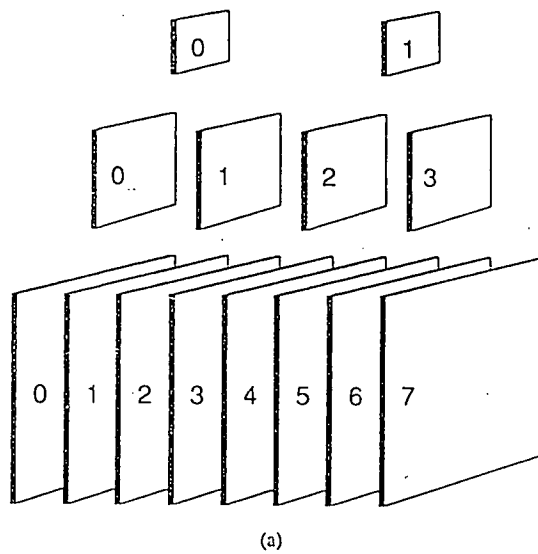


Figure 8. Three-dimensional spatiotemporal pyramid coding of video. Three resolutions are available, each lower resolution subsampled by eight (two in each dimension). (a) The reconstructed pyramid. Note that approximately one-half of the frames in the structure (shown as shaded) are spatially coded/interpolated. (b) Interpolation step in the pyramid: the spatial dimension is linearly interpolated, and the temporal dimension is motion compensated.



Figure 9. One frame from each level in the pyramid.

3.7. A

While
achiev
quanti
compe
sampl
multir
appro
will ch
slope.
[39].

Hov
ally be
izers,
enhan
is use
to the
transf
quanti

Fin:
any re

Not
qualit
comp:
to be
chical
repres

3.8. R

Finite
multir
codin
contri
impoi

The
finite
to the

4. M:

In thi:
loops

3.7. A note on quantization and entropy coding

While we have focused on the signal decomposition so far, compression is, of course, achieved by appropriate quantization of the various components and entropy coding of the quantized values. Usually, in designing a quantization scheme, one assumes that the various components are independent. This is approximately true, since the KLT, which decorrelates samples, will produce independent components if we assume Gaussian inputs. Other multiresolution schemes approximate the KLT, and thus the independence assumption is approximately valid. Under this assumption, the best quantization given a target bit rate will choose operating points on the individual rate-distortion curves that correspond to equal slope. This concept is underlying optimal bit allocation procedures suggested in the literature [39], [40].

However, such an optimum will be in the MSE sense, and it is well known that perceptually based quantization leads to better image quality. Therefore, perceptually designed quantizers, like the ones for DCT used in JPEG [41] or for subband coding [42], will lead to enhanced picture quality. Note that in pyramid coding, when the quantization feedback idea is used, the last quantizer can be well adapted to the human visual system. This is due to the fact that this last quantization is done directly on the picture, as opposed to some transformed representation. In particular, masking functions can be used so as to increase quantization in less visible areas, while using fine quantization in sensitive regions [6].

Finally, entropy coding based on Huffman or arithmetic coding is applied to remove any redundancy left by previous stages, but without adding any errors at this point.

Note that optimal quantization would require vector quantization (VQ) [43], but high-quality coding leads to very large codebooks. Thus, VQ has been more popular for high-compression applications. However, VQ can be modified with little suboptimality so as to be applicable in the high signal-to-noise ratio (SNR) context as well. In particular, hierarchically structured codebooks both reduce the complexity and allow for multiresolution representations (e.g., [33], [43]).

3.8. Remarks

Finite memory (FIR) or open-loop coding schemes were seen to be naturally suited for multiresolution decompositions. Therefore, they can be directly used for joint source-channel coding. No particular modification is required, since one simply assigns the components contributing more to the SNR into better protected channels for transmission. If the less important augmentation channels are lost, one naturally obtains a graceful degradation.

The simplicity of the FIR multiresolution schemes is counterbalanced by the fact that finite memory schemes often have poorer performance in terms of compression compared to their recursive counterparts.

4. Multiresolution decompositions and recursive coding schemes

In this section, we discuss the implementations of multiresolution decompositions in DPCM loops [44]. We focus on the simplest one-dimensional case first, and discuss possible

alternatives. Then we consider how these concepts can be used in the classic hybrid motion-compensated predictive DCT (HMCP-DCT) coder, which is the basis of many standard video coding algorithms (e.g., MPEG [43], [5], [45]). The HMCP-DCT coder is a DPCM loop over time, with a motion-based predictor, and the techniques discussed can be applied to this case with appropriate adjustments.

4.1. One-dimensional DPCM loops

There are various ways of including a multiresolution decomposition in a DPCM loop. Consider the one-dimensional case and a decomposition into a low-resolution part plus added detail. This could be obtained typically with a two-channel subband coder, with low-pass and high-pass filtering followed by subsampling by 2 (see Section 3.2 for a discussion of subband coding).

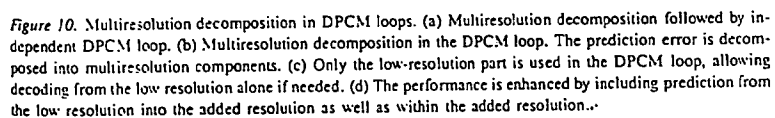
4.1.1. *Multiresolution decomposition followed by independent DPCM loops.* This is schematically shown in Figure 10(a). The advantages are the independence of both stages and of the two resolutions. But this independence can also lead to problems if there are independent errors that add up in the reconstruction. Also, the predictors being independent, no information is used across the resolutions, leading to a certain loss in performance.

4.1.2. *Multiresolution decomposition in the DPCM loop.* The prediction error is decomposed into multiresolution components. For example, the DCT or alternatively a subband decomposition is used as a multiresolution splitting of the prediction error. There are two possibilities:

1. The predicted value is based on all components of the error signal (see Figure 10(b)). In that case, the receiver also needs all components so as to track the transmitter accurately, and the multiresolution decomposition cannot be used for independent decoding at low-resolution or for joint source-channel coding (except in certain ideal cases, like perfect bandpass filters).
2. The predicted value is based only on the low-resolution part of the error signal (see Figure 10(c)). A decoder can now run at low resolution, and we thus have a true multiresolution decomposition with an independent compatible subchannel. It can thus also be used for joint source-channel coding. However, a certain loss in performance will occur, since there is no prediction of the high-frequency part.

4.1.3. *Hybrid solution.* Figure 10(d) shows a hybrid solution that combines features from the previous schemes. The predictive loop is based on the low-resolution part only, leading to the possibility of low-resolution decoding and joint source-channel decoding. The performance is enhanced by using a DPCM loop in the output of the high-frequency band, as well as side information from the low resolution.

4.1.4. *Lossy DPCM loops.* One way to achieve graceful degradation in a DPCM scheme in the presence of errors is to use robust DPCM loops. Such loops have been studied in DPCM coding of speech [44], where bit errors would otherwise lead to unacceptable



4.2. Hybrid motion-compensated predictive DCT coding and multiresolution decompositions

69

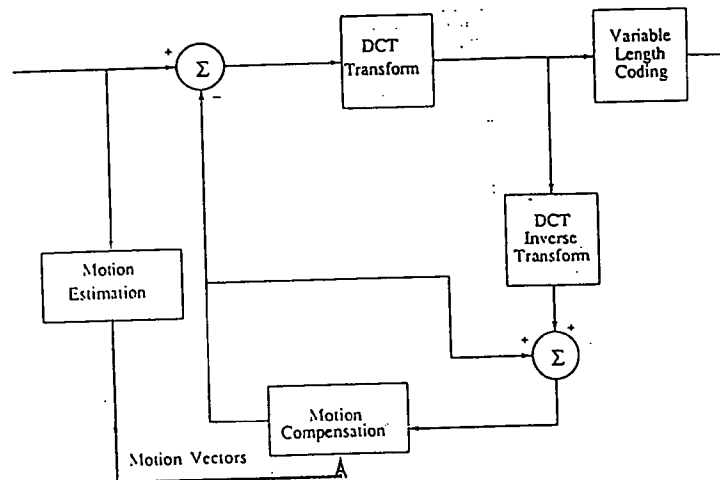


Figure 11. Hybrid motion-compensated predictive DCT coding of video. The DPCM loop is over the time dimension, and the predictor is based on motion vectors.

are left with a DPCM loop over time, with a prediction based on motion vectors. This generic video coding method can now be recast in the various schemes discussed above.

A difficulty is that now we are in a three-dimensional system and multiresolution will be typically over the spatial dimension while the DPCM loop is over time.

The first method, which is to start with a multiresolution decomposition followed by independent DPCM loops (HMCP-DCTs), was investigated in [24], [46], [47] using sub-band decomposition. A compatible HDTV/TV system using a similar decomposition was proposed in [48]. It was noted in [47] that the scheme was sensitive to errors in the sub-bands, which could add up after reconstruction. This problem is particularly pronounced if motion artifacts occur. Also, high bands are not suited for motion estimation, and thus, the motion from the lowest band is used in the other bands. There is an accuracy problem also, since a small offset will produce a poor prediction in the high bands (where mainly lines have to be predicted). Therefore, motion compensation is often only run on the lowest band.

In [24], [46], the DCT usually used to encode the prediction error is replaced by a sub-band decomposition, and we are in the case of Figure 10(b). This scheme behaves very similarly to the usual HMCP-DCT case, but one cannot decode a low-resolution version alone.

The scheme in Figure 10(c) has been used in packet video [49], [50] and is an example of *layered coding* schemes. The goal is to guarantee transmission of one part (the low resolution) while sending the augmentation channel in a nonprotected and error-prone channel. Thus, it is necessary to be able to decode based on the low-resolution alone. The DCT

was used as :
cients chosen
the DCT coef
frequencies, r
tion loop, the
mance is min

Finally, va
sible to deco
This channel
channel is no
motion infor
the scheme i
[4]. Instead
bination of fi
so that it ca
set, using fr
independent
television ca

The idea c
will streak c
needed to g
satisfactory.

4.3. Remark

Another way
DPCM loop
correction c
and the oute
DCT case, t
the situation
tions to coe

We shoul
signal, but
field. In of
the MR de
quencies in

In conclu
of the predi
the low re:
schematica
added reso

was used as a spatial multiresolution decomposition, with lower DCT frequency coefficients chosen as a coarse spatial approximation. In HMCP-DCT coding of video, one splits the DCT coefficients of the prediction error into two parts (corresponding to low and high frequencies, respectively). While the low-frequency DCT coefficients are used in the prediction loop, the high-frequency coefficients are just intraframe coded. The loss in performance is minor, because the high frequencies are in any case difficult to predict accurately.

Finally, variations of the scheme depicted in Figure 10(d) can be used so that it is possible to decode a low-resolution video sequence based on the low-resolution channel only. This channel could also be better protected for transmission purposes. The added detail channel is now interframe coded, due to the added DPCM loop (which will probably use motion information from the low-pass channel), thus leading to enhanced performance over the scheme in Figure 10(c). An example of this idea is the MPEG video coding standard [4]. Instead of low and high resolution, one takes even and odd frames (or another combination of frames). A HMCP-DCT coder is run on one subset, independently of the other, so that it can be decoded independently. Then the other set is coded based on the first set, using frame interpolation. Note that this is more efficient than coding the second set independently. Another example of independent versus dependent coding in the interlaced television case is described in [51].

The idea of lossy DPCM loops can be applied to HMCP-DCT as well. However, errors will streak over several frames, and the suboptimal prediction will increase the bit rate needed to get a given quality and, as discussed earlier, compatible decoding will not be satisfactory.

4.3. Remarks

Another way to look at the variations of subband coding together with motion-compensated DPCM loops is the concept of an *inner* and an *outer* code (a notion borrowed from error correction coding [52]). For example, in HMCP-DCT coding the inner coding is the DCT and the outer coding is DPCM, while in the subband decomposition followed by the HMCP-DCT case, the outer code is subband decomposition while the inner one is DPCM. Again, the situation is complex because of the three dimensions involved, allowing various operations to coexist in various dimensions.

We should point out that the "typical" video scene is not a general three-dimensional signal, but is formed by an image varying slowly over time as described by the motion field. In other words, motion "mixes" spatial and temporal frequencies [6]. Therefore, the MR decomposition over space induces a similar decomposition over time: high frequencies in the DPCM loop are also reduced in the low (spatial) resolution channel.

In conclusion, if a low-resolution version has to be decodable independently, the form of the prediction is restricted. In particular, the low resolution can only be predicted from the low resolution, while the added resolution can be predicted from both, as shown schematically in Figure 12. The loss in performance is due to the lack of prediction from added resolution to low resolution, which is usually small anyway.

Current:

Predicted:

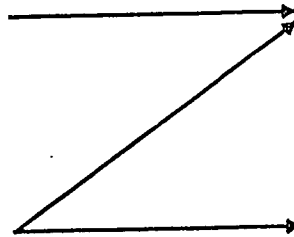
added
resolutionadded
resolutionlow
resolutionlow
resolution

Figure 12. Restricted form of prediction if independent low-resolution decoding has to be possible.

5. Compatibility and transcoding issues

The question of compatibility of a new standard with previous standards is a much discussed topic around HDTV. However, while it is conceptually clear what one means by such compatibility, the crucial details are often left out. For example, true compatibility would only be possible if the lower resolution standard lives on a sublattice of the high-resolution standard's sampling lattice. This is however seldom the case in the new proposed standards with respect to the current television standard. Therefore, a more adequate notion is that of *easy transcodability*: can the lower resolution standard be easily obtained from a subchannel of the new standard? For example, in coding of interlaced HDTV, an interlaced subchannel of NTSC quality can be derived in the scheme proposed in [51], [53]. In the pyramid discussed above, an intermediate interlaced sequence similar to NTSC could be interpolated based on motion vectors.

Then, with the current MPEG standardization effort for digital video coding [4], compatibility will usually mean that a higher resolution coding algorithm can be built from components used in the lower resolution coding ("components" is meant both in a conceptual sense as well as in the context of hardware components). Such upward compatibility has obvious technological and economic advantages.

Finally, the issue of aspect ratio (which creates an obvious "incompatibility") is usually dealt with the so-called letter-box format (the larger aspect ratio, like 16/9, being shown within the smaller one, like 4/3).

MULTIRESOL

6. Multiresolution

Among all over the te multipath (i) robust conditions coding me multiresol

6.1. Robust

The ability rors is det requires h of recurs include re ror. For e (or 0.5 s). decompos and motic

6.2. Digit

Hierarchi we call m a noise th fact), it is degradati example e broadcast

A conv i.e., the f (a fact in Schreiber ditional C

We sha ly design broadcast indicate t specific is by usir as we sh

6. Multiresolution transmission for digital broadcast

- 1 Among all transport mechanisms for video, perhaps the most challenging one is broadcast over the terrestrial channel, which is plagued by many distortions (cross-interference and multipath for example). From a video coding point of view, the two key requirements are (i) robustness to channel errors and (ii) graceful rather than abrupt degradation under adverse conditions. These requirements play an important role in the choice of source and channel coding methods. After discussing these issues, we will briefly describe a system using multiresolution source and channel coding for digital broadcast of HDTV [54].

6.1. Robustness to channel errors

- 2 The ability of a coding system to sustain normal operation facing occasional channel errors is determined by the design of both source and channel coding systems. Robustness requires high error protection for sensitive data and frequent restart or resynchronization of recursive portions of the algorithms. Variable-length codes have to be modified and/or include resynchronization sequences to avoid long stretches of errors after a single bit error. For example, MPEG-like algorithms restart their HMCP-DCT loop every 15 frames (or 0.5 s), making them in essence finite memory schemes. If the data is hierarchically decomposed, it is easy to protect the basic components (like the low-resolution sequences and motion vectors) more heavily than the added details.

6.2. Digital broadcast systems

- 3 Hierarchical or multiresolution decompositions blend well with channel coding in what we call *multiresolution transmission*. While a traditional digital transmission system has a noise threshold over which its operation degrades very rapidly (so-called threshold effect), it is possible to use multiresolution decomposition of the source to achieve a graceful degradation as the carrier-to-noise ratio (CNR) decreases (see Figure 13). This is a typical example of joint source-channel coding, which is believed to be better suited for digital broadcast situations than traditional digital transmission.
- 4 A conventional digital transmission scheme is designed with the worst channel in mind, i.e., the fringe area, while receivers closer to the transmitter have no additional benefit (a fact in contradiction with the typical geographical distribution of receivers). This is what Schreiber [55], [56] calls the *wasted bandwidth* in digital broadcast systems, since the additional CNR closer to the transmitter is not used to transmit more bits.
- 5 We share this point of view as we think that current digital broadcast proposals are really designed as point-to-point transmission systems (namely emitter to fringe) rather than broadcast systems. But results from information theory on multiuser systems [57], [58] indicate that better performance can be achieved by designing the transmission system specifically for the broadcast channel. Interestingly, the way to achieve better performance is by using "multiresolution codes" (this is not the name used in [57], but it is intuitive, as we shall see).

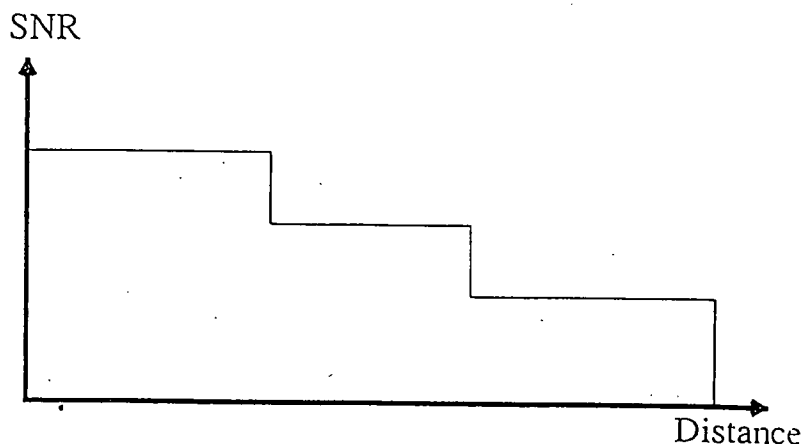


Figure 13. Multiresolution transmission yielding graceful degradation with decreasing CNR (or increasing distance).

6.3. Multiresolution transmission

A better digital broadcast system can be designed by matching a multiresolution source coding with a multiresolution channel coding. Such a system is described in [54] and is outlined here.

Assume that we have a source coding scheme like the spatiotemporal pyramid discussed in Section 3.6 or some other multiresolution source decomposition where the low resolution can be decoded independently. A first simple approach would be to use separate frequency channels and possibly different modulation schemes (such as 4 QAM and 16 QAM) for the coarse and the fine resolution (we assume constant power). Obviously, the coarse version can now be received further out. In areas where both coarse and fine resolutions are decodable, the full-resolution picture will be received, and under adverse conditions (e.g., heavy rain) the picture will not be completely lost but will simply fall back to the coarser resolution.

Better coding efficiency can be achieved by implementing a multiresolution modulation scheme matched to the source coding. For example, assume the ratio of the rates for coarse and fine resolutions is unity. Then, a nonuniform 16-QAM modulation (where each symbol consists of 4 bits) can be designed so as to carry 2 bits out to low CNRs, whereas the full 4 bits can be recovered at higher CNRs. Such a nonuniform QAM constellation is shown in Figure 14, and the parameter λ is the ratio of the small and the large distance between points ($\lambda = 0$ and $\lambda = 1$ correspond to 4 and 16 QAM, respectively). Therefore, there are now two regions of coverage: a small one for high-quality reception and a larger one for lower quality reception. For more details, we refer the reader to [54], where a complete design of MR source coding and transmission is demonstrated. Transmission is packet based and uses the spatiotemporal source decomposition described in Section 3.6

Fig:
the r

and
sum
are
Ti
achi
pure
whe
tual
W
med
broa
spec

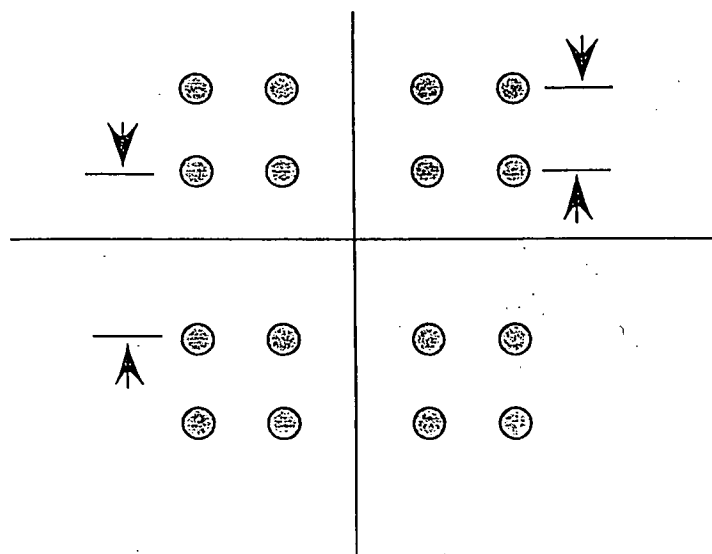


Figure 14. Multiresolution QAM constellation. At high CNRs, 4 bits can be decoded, while at low CNRs, only the two most significant bits (indicating one of the four quadrants) are decoded.

and a multiresolution 64-QAM constellation. The trade-offs in coverage and quality are summarized in Figure 15, and the effects of channel errors are shown in Figure 16 (both are from [54]).

The use of nonuniform QAM as well as hybrid analog and digital transmission (which achieves a similar behavior) has also been proposed by Schreiber [55], [56]. However, purely digital MR modulation allows using more sophisticated entropy coding techniques, whereas in the hybrid case one is limited to coding a set of samples corresponding to actual amplitudes in a memoryless fashion.

While other approaches are possible (using different compression and modulation methods), we believe that this is the first demonstration of a complete system for digital broadcast of HDTV which does not exhibit a threshold effect and uses a transmission scheme specifically designed for the broadcast situation.

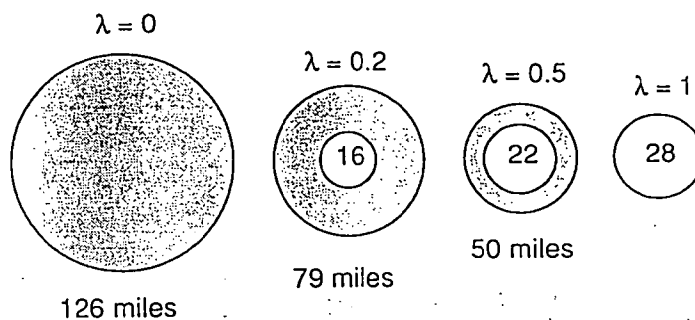


Figure 15. Trade-off between sizes of the coarse resolution coverage and the fine resolution coverage. The SNR versus CNR is plotted for various values of the design parameters λ . At $\lambda = 1$, we have a single high-resolution coverage of a small area, while at $\lambda = 0$, the single, coarse resolution coverage is over a large area. In between, we can trade one for the other.

7. Conclusion

The role of multiresolution techniques in source coding and channel coding for digital video has been reviewed. The major coding schemes and their suitability for multiresolution decompositions have been considered. It has been argued that the multiresolution framework is a natural paradigm to solve a number of problems arising in coding and transmission of digital video. In particular, the matching of a multiresolution decomposition of the source with a multiresolution digital transmission is seen as an interesting joint source-channel coding suited for digital broadcast.

Acknowledgments

The authors would like to thank Professor W. Schreiber for pointing out the importance of spectrum efficiency in television broadcast, and K. Ramchandran for fruitful collaboration and providing simulation results for multiresolution transmission.

References

1. F. Gray, J.W. Horton, and C.R. Mathes, "The Production and Utilization of Television Signals," *Bell systems Technical Journal*, vol. 6, 1927, p. 560.
2. D. Gabor, "Theory of Communication," *Journal of the IEE*, vol. 93, 1946, pp. 429-457.
3. D. Anastassiou and M. Vetterli, "Television by the Bit," *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol. 7, 1991, pp. 16-21.

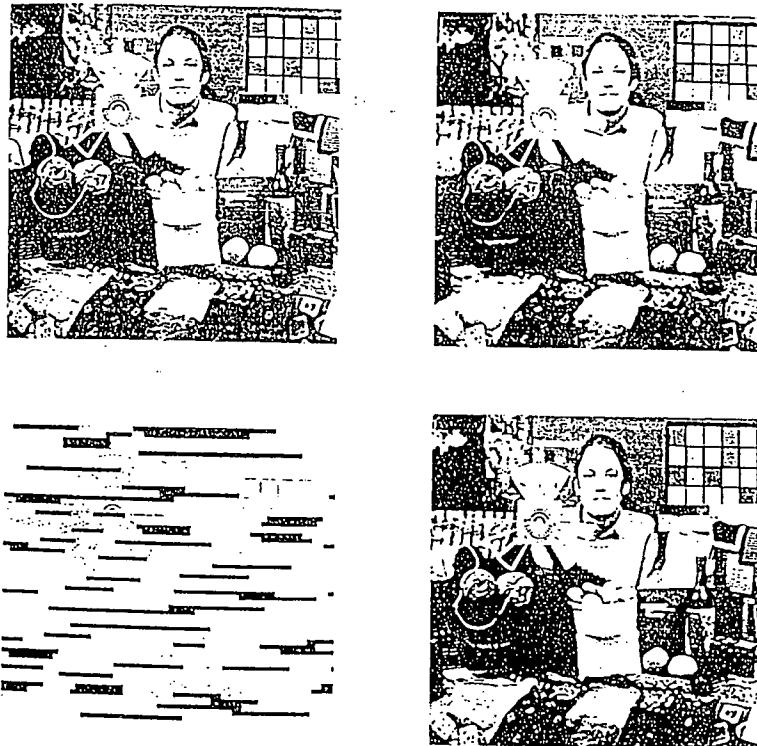


Figure 16. MR digital broadcast. (a) Full-resolution picture. (b) Decoded coarse resolution. (c) 15% packet loss in the fine resolution picture. (d) Decoded picture with the packet loss. Error concealment techniques (not shown) can be used to render virtually all errors invisible.

4. Motion Picture Expert Group, ISO/IEC JTC1/SC2/WG8, CCITT SGVIII. "Coded Representation of Picture and Audio Information." MPEG video simulation model two, 1990.
5. D. LeGall, "MPEG, a Video Compression Standard for Multimedia Applications," *Transactions of the Association of Computing Machinery*, vol. 34, 1991, pp. 46-58.
6. K.M. Uz, M. Vetterli, and D. LeGall, "Interpolative Multiresolution Coding of Advanced Television with Compatible Subchannels," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, Special Issue on Signal Processing for Advanced Television, vol. 1, pp. 86-99, 1991.
7. F. Campbell and D. Green, "Optical and Retina Factors Affecting Visual Resolution," *Journal of Physiology*, vol. 181, 1965, pp. 576-593.
8. S. Mallat, "Multifrequency Channel Decompositions of Images and Wavelet Models," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, 1989, pp. 2091-2110.

9. P.J. Burt and E.H. Adelson, "The Laplacian Pyramid as a Compact Image Code," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 31, 1983, pp. 532-540.
10. W.H.R. Equitz, "Successive Refinement of Information," Ph.D. Thesis, Stanford University, 1989.
11. A. Rosenfeld, ed., *Multiresolution Techniques in Computer Vision*, New York: Springer, 1980.
12. I. Daubechies, "Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets," *Communications in Pure and Applied Mathematics*, vol. 41, 1988, pp. 909-996.
13. S. Mallat, "A Theory of Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 11, 1989, pp. 674-693.
14. O. Rioul, "A Unifying Multiresolution Theory for the Discrete Wavelet Transform, Regular Filter Banks and Pyramid Transforms," to appear, *IEEE Transactions in Signal Processing*.
15. A.K. Jain, *Fundamentals of Image Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
16. P.P. Vaidyanathan, "Quadrature Mirror Filter Banks, M-band Extensions and Perfect-Reconstruction Technique," *IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing Magazine*, vol. 4, 1987, pp. 4-20.
17. P. Cassereau, "A New Class of Optimal Unitary Transforms for Image Processing," S.M. Thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, Massachusetts Institute of Technology, 1985.
18. M. Vetterli and D. LeGall, "Perfect Reconstruction FIR Filter Banks: Some Properties and Factorizations," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, 1989, pp. 1057-1071.
19. M. Vetterli, "Multirate Filter Banks for Subband Coding," in *Subband Image Coding*, (J.W. Woods, ed.), Boston, Kluwer, 1990, pp. 43-100.
20. M. Vetterli, "Multi-Dimensional Sub-Band Coding: Some Theory and Algorithms," *Signal Processing*, vol. 6, 1984, pp. 97-112.
21. J.W. Woods and S.D. O'Neil, "Sub-band Coding of Images," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-34, 1986, pp. 1278-1288.
22. G. Karlsson and M. Vetterli, "Three Dimensional Sub-band Coding of Video," *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1988, pp. 1100-1103.
23. W.F. Schreiber and A. Lippman, "Single Channel HDTV Systems, Compatible and Noncompatible," in *Signal Processing of HDTV*, (L. Chiariglione, ed.) Amsterdam: North-Holland, 1988.
24. J.W. Woods and T. Naveen, "Subband Encoding of Video Sequences," *Proceedings of the SPIE Conference on Visual Communications and Image Processing*, 1989, pp. 724-732.
25. G. Karlsson and M. Vetterli, "Packet Video and Its Integration into the Network Architecture," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Special Issue on Packet Speech and Video, vol. 7, 1989, pp. 739-751.
26. G. Karlsson and M. Vetterli, "Theory of Two-Dimensional Multirate Filter Banks," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, 1990, pp. 925-937.
27. E. Viscito and J. Allebach, "The Analysis and Design of Multidimensional FIR Perfect Reconstruction Filter Banks for Arbitrary Sampling Lattices," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 38, 1991, pp. 29-42.
28. M. Vetterli, J. Kovačević, and D. LeGall, "Perfect Reconstruction Filter Banks for HDTV Representation and Coding," *Image Communication*, vol. 2, 1990, pp. 349-364.
29. M. Antonini, M. Barlaud, P. Mathieu, and I. Daubechies, "Image Coding Using Vector Quantization in the Wavelet Transform Domain," *Proceedings of the IEEE ICASSP*, Albuquerque, NM, 1990, pp. 2297-2300.
30. M. Vetterli and C. Herley, "Wavelets and Filter Banks: Theory and Design," to appear, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Sept. 1992.
31. R.R. Coifman, Y. Meyer, S. Quake, and M.V. Wickerhauser, "Signal Processing and Compression with Wavelet Packets," Department of Mathematics, Yale University, preprint, 1990.
32. M.V. Wickerhauser, "Acoustic Signal Compression with Wave Packets," Department of Mathematics, Yale University, preprint, 1989.
33. P.A. Chou, T. Lookabaugh, and R.M. Gray, "Optimal Pruning with Applications to Tree-Structured Source Coding and Modeling," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, 1989, pp. 299-315.
34. E.A. Riskin and R.M. Gray, "A Greedy Tree Growing Algorithm for the Design of Variable Rate Vector Quantizers," in *Proceedings of the Picture Coding Symposium*, Boston, 1990, pp. 11.4.1-11.4.3.
35. E.A. Riskin, "Optimal Bit Allocation via the Generalized BFOS Algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 37, 1991, pp. 400-402.
36. D. Anastassiou, "Generalized Three-Dimensional Pyramid Coding for HDTV Using Nonlinear Interpolation," in *Proceedings of the Picture Coding Symposium*, Cambridge, MA, 1990, pp. 1.2-1-1.2-2.

37. M. Bierling, "Displacement Estimation by Hierarchical Blockmatching," *SPIE Conference on Visual Communications and Image Processing*, Boston, 1988, pp. 942-951.
38. K.M. Uz, M. Vetterli, and D. LeGall, "A Multiresolution Approach to Motion Estimation and Interpolation with Application to Coding of Digital HDTV," *Proceedings of the IEEE ISCAS*, New Orleans, 1990, pp. 1298-1301.
39. Y. Shoham and A. Gersho, "Efficient Bit Allocation for an Arbitrary Set of Quantizers," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 36, 1988, pp. 1445-1453.
40. P.H. Westerink, J. Biemond, and D.E. Boeke, "An Optimal Bit Allocation Algorithm for Subband Coding," *Proceedings of the ICASSP-88*, New York, 1988, pp. 757-760.
41. Joint Photographic Expert Group, ISO/IEC JTC1/SC2/WG8, CCITT SGVIII, JPEG technical specification, revision 5, January 1990.
42. R.J. Safranek and J.D. Johnston, "A Perceptually Tuned Subband Image Coder with Image Dependent Quantization and Postquantization Data Compression," *Proceedings of the ICASSP-89*, Glasgow, 1989, pp. 1945-1948.
43. A. Gersho and R.M. Gray, *Vector Quantization and Signal Compression*, Boston: Kluwer, 1992.
44. N. Jayant and P. Noll, *Digital Coding of Waveforms*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
45. A.N. Netravali and B.G. Haskell, *Digital Pictures: Representation and Compression*, New York: Plenum Press, 1988.
46. H. Gharavi, "Subband Coding of Video Signals," in *Subband Image Coding*, (J.W. Woods, ed.), Boston: Kluwer, 1990.
47. H.-M. Hang, R. Leonardi, B.G. Haskell, R.L. Schmidt, H. Bheda, and J. Othmer, "Digital HDTV Compression at 44 mbps Using Parallel Motion-Compensated Transform Coders," in *Proceedings of the SPIE Conference on Visual Communications and Image Processing*, vol. 1360, Lausanne, Switzerland, 1990, pp. 1756-1772.
48. J. Mau, "HDTV/TV Compatible Codec with PQMF Filter Bank," *Proceedings of the Fourth International Workshop on HDTV*, Torino, Italy, 1991.
49. K. Shinamura, Y. Hayashi, and F. Kishino, "Variable Bitrate Coding Capable of Compensating for Packet Loss," *Proceedings of the SPIE Conference on Visual Communications and Image Processing*, 1988, pp. 991-998.
50. M. Ghanbari, "An Adaptive Video Codec for ATM Networks," *Proceedings of the Third International Workshop on Packet Video*, Morristown, NJ, 1990.
51. F.-M. Wang and D. Anastassiou, "High-Quality Coding of the Even Fields Based on the Odd Fields of Interlaced Video Sequences," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 38, 1991, pp. 140-142.
52. R.E. Blahut, *Theory and Practice of Error Control Codes*, Reading, MA: Addison-Wesley, 1984.
53. T.H. Chiang, R. Mokry, A. Eleftheriadis, W.B. Yu, and D. Anastassiou, "Compatible Coding of Digital Interlaced HDTV Using Prediction of the Even Fields from the Odd Fields," *Proceedings of the Fourth International HDTV Workshop*, Torino, Italy, 1991.
54. K.M. Uz, K. Ramchandran, and M. Vetterli, "Multiresolution Source and Channel Coding for Digital Broadcast of HDTV," *Proceedings of the Fourth International Workshop on HDTV*, Torino, Italy, 1991.
55. W.F. Schreiber, "Considerations in the Design of HDTV Systems for Terrestrial Broadcasting," *Electronic Imaging '90*, Boston, 1990.
56. W.F. Schreiber, "All-Digital HDTV Terrestrial Broadcasting in the US: Some Problems and Possible Solutions," presented at *Workshop on Advanced Television*, ENST Paris, 1991.
57. T. Cover, "Broadcast Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-18, 1972, pp. 2-14.
58. A. ElGamal and T. Cover, "Multiuser Information Theory," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, 1980, pp. 1466-1483.

IP
Bi
In
US
54
19

Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications

Ezio Biglieri
Politecnico di Torino, Italy

Dariusz Divsalar
*Jet Propulsion Laboratory
California Institute of Technology*

Peter J. McLane
Queen's University, Canada

Marvin K. Simon
*Jet Propulsion Laboratory
California Institute of Technology*

B0187370

O.E.B. Doc. LH.

6 APR. 1992

239/92

Macmillan Publishing Company
New York
Maxwell Macmillan Canada, Inc.
Toronto
Maxwell Macmillan International
New York Oxford Singapore Sydney

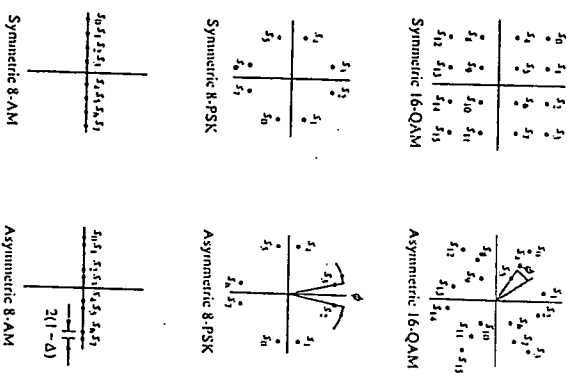


FIGURE 5.32 Symmetric and asymmetric signal sets.

the original set) is partitioned into two subsets with an equal number of signals and with the largest minimum distance among signals within the subset. Figure 5.33 demonstrates the set-partitioning method as applied to asymmetric 8-PSK. What remains is to optimize the rotation angle ϕ in asymmetric 8-PSK, or translation Δ in M-AM, or both, in QAM and generalized two-dimensional signal sets. In most of the examples to be considered, for simplicity of analysis, the criterion of optimization will be to maximize the free Euclidean distance (or its square) of the TCM scheme. Next, we review the relation of this performance measure, and the average bit error probability of the overall coded system, to the transition structure of the trellis diagram.

As usual, we assume that for every m information bits, the rate $m/(m+1)$ trellis encoder produces $m+1$ output-coded symbols. These symbols are assigned to a unique member of the asymmetric 2^{m+1} signal set in accordance with the foregoing mapping procedure. Thus each transmitted complex signal x_k at time k is a nonlinear function $f(\cdot, \cdot)$ of the state σ_k of the encoder at discrete time k and the source output symbol denoted by u_k .

$$x_k = f(u_k, \sigma_k). \quad (5.19)$$

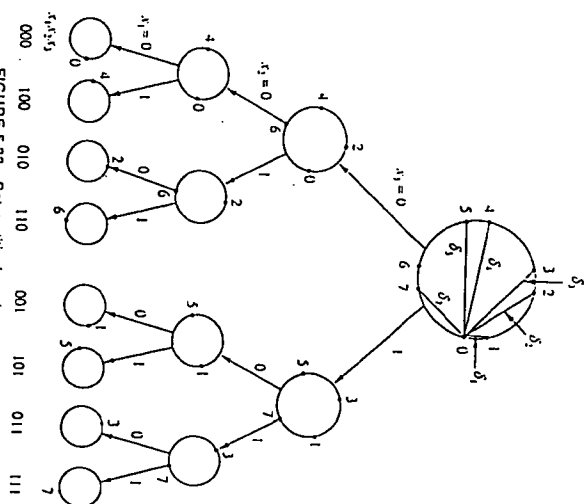


FIGURE 5.33 Set partitioning of asymmetric 8-PSK.

As discussed in Chapter 3, the next state of the encoder σ_{k+1} is a nonlinear function $g(\cdot, \cdot)$ of the present state and the input u_k . In mathematical terms,

$$\sigma_{k+1} = g(u_k, \sigma_k). \quad (5.20)$$

The received signal sample at time k is

$$r_k = x_k + n_k \quad (5.21)$$

where n_k is a sample of a zero-mean complex Gaussian noise process with variance σ^2 .

To find the average bit error probability performance of the Viterbi decoder, we use here the product-trellis algorithm mentioned in Chapter 4. By using (4.4) and observing that there is a one-to-one correspondence between the vectors c_k of the signal labels and the vectors x_k of the received signal sequences, we have

$$P(x_k \rightarrow \hat{x}_k) \leq \sum_{i=1}^K \delta^2(u_i, \hat{u}_i) \quad (5.22)$$

where

$$\delta^2(u_i, \hat{u}_i) = |f(u_i, \sigma_i) - f(\hat{u}_i, \hat{\sigma}_i)|^2 \quad (5.23)$$

with $\hat{\sigma}_1$ and \hat{u}_1 and the estimates of the state of the decoder and the source symbol, respectively. Also, Z is the Bhattacharyya parameter, which in this case is given by

$$Z = e^{-1/4\sigma_1^2} \quad (5.24)$$

The parameter D of (5.24) can be related to the system bit energy-to-noise ratio E_b/N_0 by normalizing the signal energy to unity. Then, since the energy per symbol E_s equals n times the energy per bit E_b , we have

$$Z = e^{-nE_b/4N_0} \quad (5.25)$$

The superstate S_k and the supersymbol U_k are defined as

$$S_k = (\sigma_1, \hat{\sigma}_k) \quad U_k = (u_1, \hat{u}_k) \quad (5.26)$$

In (5.26), when $\sigma_1 = \hat{\sigma}_1$, then S_k is called a good (correct) superstate, and when $\sigma_1 \neq \hat{\sigma}_1$, S_k is called a bad (incorrect) superstate. In terms of the definitions above, the upper bound on the bit error rate is given by (4.27)

$$P_b \leq \frac{1}{m} \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) |_{I=1, D=Z} \quad (5.27)$$

and the even tighter bound (4.28)

$$P_b \leq \frac{1}{2m} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{mE_b}{N_0} \frac{d_{\text{free}}^2}{4}} \right) D^{-1} \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) |_{I=1, D=Z} \quad (5.28)$$

where $T(D, I)$ is the transfer function of the superstate diagram of the TCM scheme. It can be computed from the superstate diagram with superbranch gains given by

$$\alpha(S_k, S_{k+1}) = \sum_{U_k} \frac{1}{2^m} e^{-j\omega_k U_k} D^{d(S_k, S_{k+1})} \quad (5.29)$$

where $\omega_k(U_k)$ is the Hamming distance of binary sequences representing u_k and \hat{u}_k , and the summation is over those values of U_k that result in allowable superstate transitions. For the computation of transfer functions and that of free Euclidean distance using transfer functions, see Appendix B.

Asymptotically for large SNR values, maximizing d_{free} is synonymous with minimizing the average bit error probability. This relation is true provided that the distances between individual points in the signal set do not become too small. As we shall see, in some cases (e.g., the two-state codes), optimization of the asymmetry condition produces signal sets wherein the signal points tend to merge together in the limit as SNR approaches infinity. This results in a catastrophic trellis code, one where more and more long paths appear that have a squared distance equal to or slightly larger than the squared free distance. When this occurs, the union bound on the event error probability is no longer well approximated by its first term, or equivalently, the free distance alone is no longer sufficient for determining the coding gain. In these instances, the performance advantage achieved in terms of improvement in d_{free} does not translate directly into improvement in the required SNR.

Aside from the catastrophe that occurs in the trellis code when the signal points merge together, there are other practical reasons for not allowing this to occur. For example, with M -PSK, the use of close phase spacing in conjunction with

soft decision inputs to a maximum-likelihood decoder makes the system more sensitive to phase jitter, due to imperfect carrier synchronization. Also, as the signal points come together, the distance buildup along some of the error paths can be considerably slowed, thus requiring more trellis memory (larger buffer size and decoding delay) for decoding. Therefore, it is always preferable to use bit error probability as a performance measure for optimization of the asymmetric signal set.

Based on the discussion above, the procedure for designing good trellis codes, combined with an optimum asymmetric signal constellation, can be summarized by the following steps:

Step 1

Use the mapping by set-partitioning method to partition the signal constellation, as in the example of Fig. 5.33.

Step 2

Assign signals from either of the two partitions (each containing 2^m signals) generated at the first level of partitioning in step 1 to transitions diverging from a given state. Similarly, assign signals from the other partition to transitions re-merging to a given state. These assignments should be made so that the minimum distance between diverged transitions and the minimum distance between remerged transitions are as large as possible.

Step 3

Find the free Euclidean distance of the code or the bit error probability using (5.27) or (5.28).

Step 4

Maximize the free Euclidean distance or minimize the bit error probability of step 3 with respect to the rotation angle ϕ , or the translation Δ , or both. These values of ϕ and Δ then define the optimum asymmetric signal constellation.

In the following examples only the minimum-distance paths with respect to the all-zeros transmitted path are considered. However, the results have been checked against all possible transmitted paths.

5.6.2 Best Rate 1/2 Codes Combined with Asymmetric 4-PSK (A4-PSK)

The signal partitioning for trellis-coded A4-PSK is as in Fig. 5.34. For a rate 1/2 code, there will be two transitions leaving each state. We begin by considering the signal point assignment for the simplest case of two states.

Two-state trellis

For a two-state trellis, one has only two choices for the transition assignment. Either there exist multiple (two) transitions between like states or the two transitions leaving a given state go to different states. In the case of the former, the shortest error event path will be of length 1 (parallel transition); hence the maximum value of d_{free} is limited by the Euclidean distance between a pair of signal points. For the set partitioning of Fig. 5.34, this corresponds to the squared distance between points 0 and 2 (or 1 and 3). This has a value of 4.0 under our assumption of

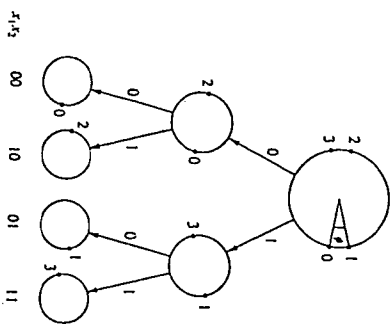


FIGURE 5.34 Set partitioning of asymmetric 4-PSK.

signal constellations with unit energy. If, on the other hand, the latter assignment is chosen as illustrated in Fig. 5.35, then the error event yielding the minimum distance is of length 2. This path, corresponding to the error event of choosing signal 2 followed by signal 1, when, in fact, signal 0 and signal 0 were successively transmitted, clearly has a larger value of d_{free}^2 than 4.0, since the squared distance of the first branch of this path is by itself 4.0. Thus this assignment is obviously the better choice.

We shall define a state transition matrix T , which describes the possible transitions between states corresponding to successive discrete time instants separated by a channel symbol. The j th entry in the matrix represents the output M -PSK symbol assigned to the transition from state i to j . The absence of an entry implies that a transition between those states is not possible. Thus for the trellis of Fig. 5.35, we have

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 1 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

We note that the signal point constellation of Fig. 5.34 can be regarded as a special case of an unbalanced Q-PSK (UQ-PSK), where the data rates on the two

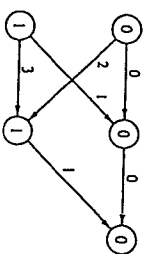


FIGURE 5.35 Trellis diagram and 4-PSK signal assignment.

channels are equal and the symbol transition times are aligned but the powers are unbalanced. The ratio of energies between the in-phase and quadrature channels, denoted E_I and E_Q , respectively, can be related to the angle ϕ that defines the asymmetry. In particular, letting $\alpha = E_Q/E_I$, we have

$$\alpha = \tan^2 \frac{\phi}{2} \quad (5.31)$$

The trellis of Fig. 5.35 can be implemented by a constraint length 2, rate 1/2 linear convolutional code. The superstate transition diagram for this code is illustrated in Fig. 5.36 and has the transfer function bound

$$T(D, I) = \frac{1/D^{4(1+2\alpha/(1+\alpha))}}{1 - 1/D^{4/(1+\alpha)}} \quad (5.32)$$

where D is defined by (5.25). Using (5.32) in (5.28) gives the upper bound on the average bit error probability,

$$P_b \leq \frac{0.5 \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{-\left[4(1+2\alpha)/(1+\alpha) \right] \ln D} \right\}}{\left[1 - D^{4/(1+\alpha)} \right]^2} \quad (5.33)$$

where our assumption of unit-energy signals implies that $E_I + E_Q = 1$.

The optimum value of α (or equivalently ϕ), that is, the value that minimizes the bound on P_b of (5.33), is

$$\alpha_{\text{opt}} = -4 \left(\frac{\ln D}{\ln 3} \right) - 1 \quad (5.34)$$

Equation (5.34) is the exact optimum value for (5.27), but only an asymptotic optimum for (5.28). Substituting (5.34) in (5.33) gives the optimum (in the sense

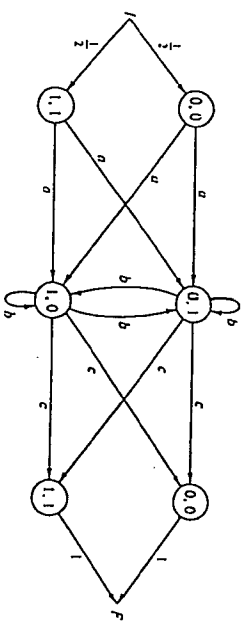


FIGURE 5.36 Pair-state transition diagram for the trellis diagram of Fig. 5.35.

$$T(D, I) = \frac{4\alpha c}{1-2b} \quad a = \frac{1}{2} D^a \quad b = \frac{1}{2} D^{a/(1+\alpha)} \quad c = \frac{1}{2} D^{a/(1+\alpha)}$$

of the best asymmetric 4-PSK signal design) upper bound on the average bit error probability,

$$P_b \leq \frac{9}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} - \ln 3} \right). \quad (5.35)$$

For the symmetric signal design ($\phi = \pi/2$, $\alpha = 1$), the upper bound in (5.33) becomes

$$P_b \leq \frac{0.5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{3E_b/2N_0} \right)}{1 - \exp(-E_b/2N_0)}. \quad (5.36)$$

Finally, for uncoded PSK, the corresponding P_b would be

$$P_b \approx 0.5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (5.37)$$

Figure 5.37 illustrates the three upper bounds of (5.35), (5.36), and (5.37) versus E_b/N_0 . For sufficiently large values of E_b/N_0 , the denominator of (5.36) can be approximated by unity. Thus, asymptotically, the gain in E_b/N_0 of the coded symmetric 4-PSK system over the uncoded PSK system is $10 \log_{10} \frac{3}{2} = 1.76$ dB. To determine how much additional gain due to asymmetry is achievable in the same asymptotic limit, we turn to a discussion of the free-distance behavior of the coded system.

Let δ_j^2 denote the squared distance from signal point 0 to signal point $j = 1, 2, 3$. Then for the asymmetric constellation of Fig. 5.34,

$$\delta_1^2 = 4 \sin^2 \frac{\phi}{2}, \quad \delta_2^2 = 4, \quad \delta_3^2 = 4 \cos^2 \frac{\phi}{2}. \quad (5.38)$$

For the minimum-distance path of length 2, we have

$$d_{\text{free}}^2 = \delta_1^2 + \delta_1^2 = 8 \sin^2 \frac{\phi}{2} = 4 \left(1 + \sin^2 \frac{\phi}{2} \right) \quad (5.39)$$

which for the symmetric signal design ($\phi = \pi/2$) becomes

$$d_{\text{free}}^2 = 4 \left(1 + \frac{1}{2} \right) = 6. \quad (5.40)$$

In the more general asymmetric case, substituting (5.38) into (5.36) gives

$$d_{\text{free}}^2 = 4 \left(1 + \frac{\alpha}{1 + \alpha} \right). \quad (5.41)$$

Thus the improvement in d_{free}^2 due to the asymmetry is, from (5.40) and (5.41),

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{d_{\text{free}}^2(\text{asym})}{d_{\text{free}}^2(\text{sym})} = 10 \log_{10} \frac{2(1 + 2\alpha)}{3(1 + \alpha)}. \quad (5.42)$$

If instead of minimizing the bit error probability, we select the asymmetry angle that maximizes d_{free}^2 of (5.39), the value of this angle will be independent of

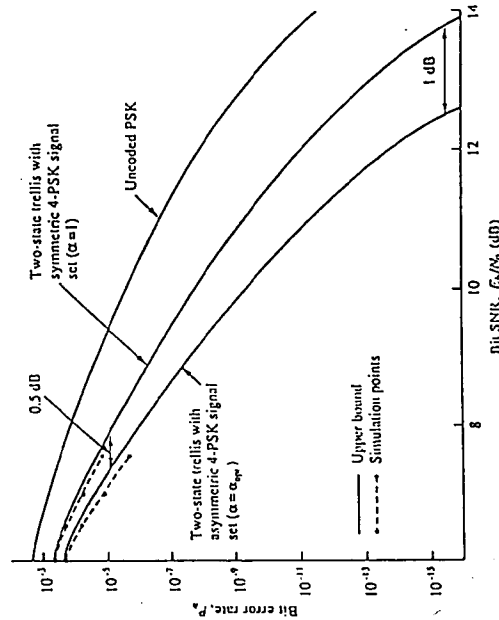


FIGURE 5.37 Ideal performance of rate 1/2, two-state, trellis-coded symmetric and optimum asymmetric 4-PSK.

the SNR. From (5.39) we see that d_{free}^2 is maximized when $\phi = \pi$; that is, signal points 1 and 2 merge together, and similarly for signal points 0 and 3. In this limiting case, $d_{\text{free}}^2 = 8$ and the gain (in squared free distance) relative to the symmetric constellation is $10 \log_{10}(8/6) = 1.25$ dB. It also represents the asymptotic improvement in the E_b/N_0 performance due to asymmetry, as would be obtained by letting the symmetric and asymmetric coded curves in Fig. 5.37 approach infinite E_b/N_0 . With respect to the symmetric case, the gain is 0.5 and 1.00 dB for $E_b/N_0 = 7.5$ and 12.5 dB, respectively.

As mentioned previously, the type of limiting case described above results in a catastrophic trellis code. In practice, one would not use this limiting case any more than one would use an infinite-bandwidth expansion code to perform at the Shannon limit.

Since for uncoded 2-PSK (or simple PSK), the square of the minimum distance is 4 (two signal points diametrically opposed on a circle of diameter 2), the limiting gain of the two-state trellis-coded asymmetric 4-PSK relative to this equivalent bandwidth uncoded system is $10 \log_{10}(8/4) = 3.0$ dB. The relative gain of trellis-coded symmetric 4-PSK to uncoded 2-PSK would, from the discussion above, be 1.25 dB less, or 1.76 dB, which agrees with the statement above.

In Fig. 5.37 the results of a computer simulation of rate 1/2 trellis-coded symmetric and asymmetric 4-PSK signaling scheme have been shown for comparison

to those obtained from the analysis. Also shown is a curve corresponding to the exact bit error probability performance of uncoded PSK according to the well-known result $0.5 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})$. We observe that the simulations, which reflect the actual system behavior, preserve the same relative gains of the coded over the uncoded system as those predicted by the upper bounds. In particular, asymmetry modulation buys about 0.5 dB at a bit error probability of 10^{-3} . The buffer size of the decoder used in the simulation is 16 bits.

Four-state trellis

For a rate $1/2$, four-state trellis code combined with 4-PSK, the assignment of signals to the branches according to steps 2 and 3 of Section 5.6.1 leads to the trellis illustrated in Fig. 5.38. Depending on the value of ϕ , there are two possibilities for the shortest path with the minimum free distance. For small values of ϕ , the length-4 path corresponding to M -PSK signals 2, 3, 3, 2 is the dominant one, whereas for values of ϕ near π , the length-3 path corresponding to M -PSK signals 2, 1, 2 is dominant. The squared Euclidean distances for these paths are

$$\begin{aligned} d^2(2, 3, 3, 2) &= 4 + 8 \cos^2 \frac{\phi}{2} + 4 \\ d^2(2, 1, 2) &= 4 + 4 \sin^2 \frac{\phi}{2} + 4. \end{aligned} \quad (5.43)$$

To find the optimum value of ϕ , we note that the two squared distances are functions, one increasing and one decreasing, of ϕ over the interval $(0, \pi)$. Their crossover point results in the maximum value of the smaller of the two evaluated at each ϕ . Equating the two squared distances in (5.43) results in

$$\tan^2 \frac{\phi}{2} = 2 \quad \text{or} \quad \phi = 1.107 \text{ rad} \quad (5.44)$$

with a corresponding value of d_{free}^2 :

$$d_{\text{free}}^2 = 4 + 8 \left(\frac{1}{1+2} \right) + 4 = 10.67. \quad (5.45)$$

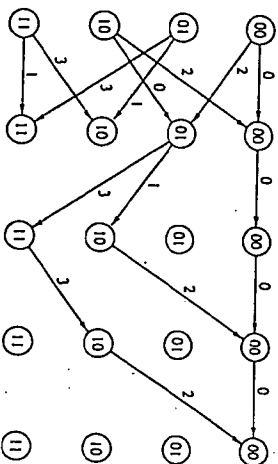


FIGURE 5.38 Four-state trellis diagram.

For the symmetric case ($\phi = \pi/2$), the length-3 path gives the smaller minimum distance, which from (5.43) is

$$d_{\text{free}}^2 = 4 + 4 \left(\frac{1}{2} \right) + 4 = 10. \quad (5.46)$$

Thus, from (5.45) and (5.46), the gain in d_{free}^2 due to asymmetry is

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{10.67}{10} = 0.28 \text{ dB}. \quad (5.47)$$

Again, relative to an uncoded PSK, the gains are as follows:

$$\eta(\text{asymm}) = 10 \log_{10} \frac{d_{\text{free}}^2(\text{asymm})}{d_{\text{min}}^2} = 10 \log_{10} \frac{10.67}{4} = 4.26 \text{ dB} \quad (5.48)$$

$$\eta(\text{symm}) = 10 \log_{10} \frac{d_{\text{free}}^2(\text{symm})}{d_{\text{min}}^2} = 10 \log_{10} \frac{10}{4} = 3.98 \text{ dB}.$$

Eight-state trellis

Following the steps discussed previously for the design of good codes, one arrives at the eight-state trellis diagram in Fig. 5.39 with state transition matrix, T , given by

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 0 & 2 & & & & & & \\ & 3 & 1 & & & & & \\ & & & 2 & 0 & & & \\ 4 & & & & & 1 & 3 & \\ 5 & 2 & 0 & & & & & \\ 6 & & & 1 & 3 & 0 & 2 & \\ 7 & & & & & & & 3 \\ 8 & & & & & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

As for the four-state trellis, there are two shortest-length paths (solid lines) that, depending on the value of ϕ , yield the minimum free distance. The squared distance of these paths is given by

$$\begin{aligned} d^2(2, 3, 2, 2) &= 4 + 4 \cos^2 \frac{\phi}{2} + 4 + 4 = 12 + 4 \cos^2 \frac{\phi}{2} \\ d^2(2, 1, 1, 0, 2) &= 4 + 4 \sin^2 \frac{\phi}{2} + 4 \sin^2 \frac{\phi}{2} + 0 + 4 \\ &= 8 + 8 \sin^2 \frac{\phi}{2}. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Again, the two distances in (5.50) are monotonic with ϕ and thus equating them results in the maximum value of the smaller of the two over all ϕ over the interval $(0, \pi)$. When these distances are equated, the optimum value of ϕ is found to be

$$\sin^2 \frac{\phi}{2} = \frac{2}{3} \implies \phi = 1.23 \text{ rad} \quad (5.51)$$

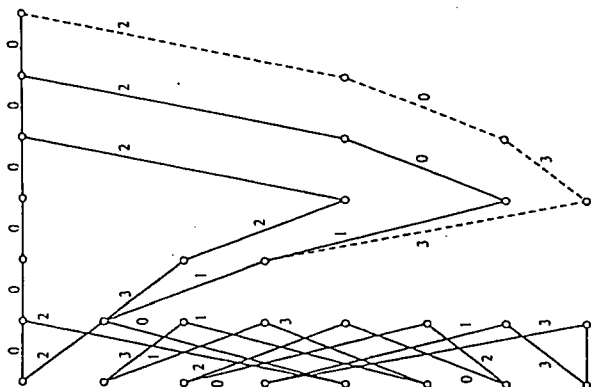


FIGURE 5.39 Eight-state trellis diagram for asymmetric 4-PSK.

and the corresponding squared minimum free distance is

$$d_{\text{free}}^2 = 8 + 8 \left(\frac{2}{3} \right) = \frac{40}{3} = 13.33. \quad (5.52)$$

For the symmetric signal design with $\phi = \pi/2$, the length-5 path provides the smaller distance with the value

$$d_{\text{free}}^2 = 8 + 8 \left(\frac{1}{2} \right) = 12. \quad (5.53)$$

Thus the gain due to the asymmetry is

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{40/3}{12} = 0.46 \text{ dB} \quad (5.54)$$

and the gains of the asymmetric and symmetric eight-state trellis-coded 4-PSK

system over the uncoded PSK system are

$$\begin{aligned} \eta(\text{asymm}) &= 10 \log_{10} \frac{40/3}{4} = 5.23 \text{ dB} \\ \eta(\text{symm}) &= 10 \log_{10} \frac{12}{4} = 4.77 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (5.55)$$

There is another path, illustrated by dashed lines in Fig. 5.39, which corresponds to the length-6 error event 2, 1, 3, 0, 2. The squared distance of this path from the all-zero path is identical to that of the length-4 path found above, and thus does not change the relative gains given in (5.54) and (5.55).

5.6.3 Best Rate 2/3 Codes Combined with Asymmetric 8-PSK (A8-PSK)

The signal partitioning for rate 2/3 trellis-coded A8-PSK is as shown in Fig. 5.33. Here there are four paths that diverge from each state. Thus one now has more flexibility as to how many parallel paths (e.g., one or two) should be assigned per transition between states. For the two-state trellis the choice is very simple. Thus we again begin our discussion with this case.

Two-state trellis

The two-state trellis used here is exactly of the form given in Fig. 5.35 except that now each branch represents two parallel paths (see Fig. 5.40). The minimum free-distance path is once again of length 2 and corresponds to error event 2, 1. Since from Fig. 5.33 the set of squared distances from signal point 0 to signal point $j = 1, 2, 3, \dots, 7$ is now

$$\begin{aligned} \delta_1^2 &= 4 \sin^2 \frac{\phi}{2} = 2(1 - \cos \phi) \\ \delta_2^2 &= 4 \sin^2 \left(\frac{\pi + \phi}{4} \right) = 2(1 + \sin \phi) \\ \delta_3^2 &= 4 \sin^2 \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) = 2(1 + \cos \phi) \\ \delta_4^2 &= 4 \sin^2 \left(\frac{\pi - \phi}{4} \right) = 2(1 - \sin \phi) \\ \delta_5^2 &= 2 \quad \delta_6^2 &= 4 \quad \delta_7^2 &= 2. \end{aligned} \quad (5.56)$$

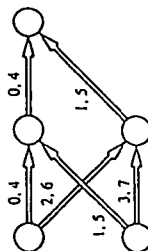


FIGURE 5.40 Two-state trellis diagram and signal assignment for 8-PSK.

the squared minimum free distance is given by

$$d_{\text{free}}^2 = d_1^2 + d_2^2 = 4 - 2 \cos \phi \quad (5.57)$$

which is maximized when $\phi = \pi/2$ (i.e., the signal points 1, 3, 5, and 7 merge, respectively, with points 2, 4, 6, and 0). In this limiting case, the maximum value of (5.57) becomes

$$d_{\text{free}}^2 = 4. \quad (5.58)$$

For the symmetric 8-PSK constellation ($\phi = \pi/4$), (5.57) becomes

$$d_{\text{free}}^2 = 4 - \sqrt{2}. \quad (5.59)$$

Thus the gain due to asymmetry is

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{4}{4 - \sqrt{2}} = 1.895. \quad (5.60)$$

Since rate 2/3 trellis-coded AS-PSK is equivalent in bandwidth to uncoded 4-PSK, and since the latter has $d_{\text{min}}^2 = 2$, the relative gains for the asymmetric and symmetric coded signal designs are, respectively,

$$\begin{aligned} \eta(\text{asym}) &= 10 \log_{10} \frac{4}{2} = 3.01 \text{ dB} \\ \eta(\text{sym}) &= 10 \log_{10} \frac{4 - \sqrt{2}}{2} = 1.116 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (5.61)$$

As was true for the two-state rate 1/2 trellis-coded A4-PSK case, the optimum asymmetric signal design corresponds to a merger of alternate signal points in the original symmetric set. This implies that the gain due to asymmetry translates into an equivalent E_b/N_0 gain only in the limit of infinite E_b/N_0 . Thus we should obtain the practical gain achievable with asymmetry, once again by finding the superstate transition diagram for the trellis, evaluating its transfer function $T(D, I)$, and differentiating this result to find an upper bound on the average bit error angle ϕ then results in an optimum asymmetric signal point design as a function of E_b/N_0 . The details of this procedure are as follows.

Figure 5.41 illustrates the superstate transition diagram for the rate 2/3 trellis code. The transfer function of this diagram is given by

$$T(D, I) = 2d + \frac{2(a_1 + a_2)c}{1 - 2b} \quad (5.62)$$

Applying (5.27), after some algebra we get

$$\begin{aligned} P_b &\leq \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) \Big|_{I=1} \\ &= \frac{1}{2} D^4 + \frac{D^4(D^4 + D^4)(2 - D^4)}{(1 - D^4 - D^4)^2}. \end{aligned} \quad (5.63)$$

The upper bound in (5.63) is implicitly a function of the asymmetry angle ϕ through the distances between signal points defined in (5.56). Minimizing (5.63)

$$\begin{aligned} a_1 &= 1/2(D^{4/3}I^2 + D^{2/3}I) \\ a_2 &= 1/2(D^{4/3}I + D^{2/3}I^2) \\ b &= 1/2(D^{4/3}I + D^{2/3}I^2) \\ c &= 1/2(D^{4/3}(I + 1)) \\ d &= 1/2(D^{4/3}I) \end{aligned}$$

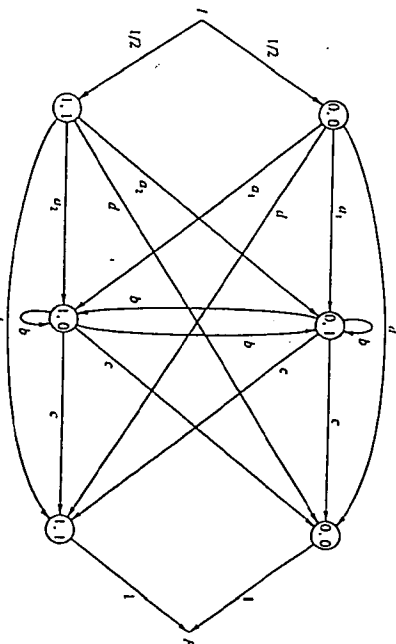


FIGURE 5.41 Pair-state transition diagram for rate 2/3 trellis code.

with respect to ϕ does not lead to an exact closed-form expression for the optimum asymmetry angle. Thus we have to perform the minimization by numerical analysis. The resulting values are tabulated in Table 5.9.

Substituting the values of ϕ from Table 5.9 into (5.63) results in the optimum upper bound on the average bit error rate and is illustrated in Fig. 5.42. Also

TABLE 5.9 Optimum Values of Asymmetry Angles Versus E_b/N_0 .

E_b/N_0 (dB)	ϕ (rad)
5	0.7834
6	0.9189
7	1.037
8	1.139
9	1.217
10	1.280
11	1.327

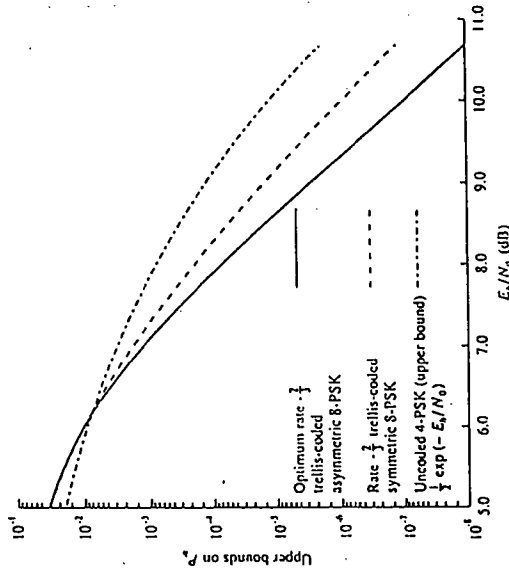


FIGURE 5.42 Upper bounds on average bit error probability performance for rate 2/3, trellis-coded symmetric and optimum asymmetric 8-PSK.

illustrated in that figure is the result for the symmetric case (i.e., (5.23) evaluated for $\phi = \pi/4$) and the corresponding upper bound for uncoded 4-PSK.

Four-state trellis

For four states we can either have a trellis with two parallel paths between states or one with no parallel paths. These two possibilities and their corresponding signal point assignments are illustrated in Fig. 5.43. The state transition matrix for the latter trellis is

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 4 & 2 & 6 \\ 1 & 5 & 3 & 7 \\ 4 & 0 & 6 & 2 \\ 5 & 1 & 7 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

The minimum-distance path for the trellis in Fig. 5.43(b) is of length 3, corresponding to the 4-PSK output symbols 2, 0, 1. The squared distance of this path from the all-zeros path is

$$d^2(2, 0, 1) = 4 - 2 \cos \phi \quad (5.65)$$

which for every value of ϕ between 0 and $\pi/2$ is smaller than that corresponding to any other path of any length. In the limit, (5.65) achieves its maximum value (i.e., $d_{free}^2 = 4$) when $\phi = \pi/2$. For the symmetric case where $\phi = \pi/4$, (5.65)

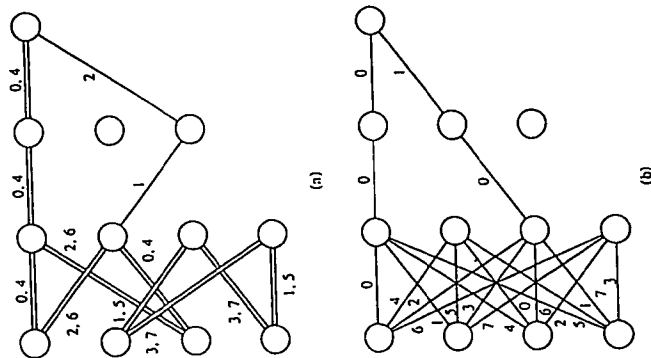


FIGURE 5.43 Four-state trellis diagram: (a) two parallel paths per transition; (b) no parallel paths per transition.

evaluates to $d_{free}^2 = 4 - \sqrt{2}$, which is the same result as for the two-state trellis, thus implying no gain by going to the additional complexity.

One might wonder at this point whether the selection of another signal point assignment for the trellis of Fig. 5.43(b) would lead to improved results. Many other combinations have exhaustively been tried, with the result that with the fully connected trellis structure of Fig. 5.43(b), no further improvement is possible.

To show that Fig. 5.43(a) is the preferred approach, we observe, as did Ungerböck [1], that all paths of length greater than 1 have a squared distance larger than 4. In fact, the closest to this value would be achieved by the error event path 2, 1, 2, with squared distance $6 - 2 \cos \phi$, which is greater than 4 for all values of ϕ (other than $\pi/2$). In conclusion, the maximum d_{free}^2 is achieved by the four-state trellis of Fig. 5.43(a) and has the value of 4, independent of the asymmetry angle. Stated another way, for rate 2/3, four-state trellis-coded 8-PSK, there exists no gain due to asymmetry, and the gain relative to the uncoded 4-PSK case is 3.01 dB.

Eight-state trellis

For eight states, we again have several options of signal assignment, according to whether or not the parallel transitions should exist. If parallel transitions are present, d_{free}^2 is limited to have a value of 4, regardless of asymmetry. Thus we should first investigate a trellis with no parallel transitions and see if, indeed, one can achieve a larger free distance. In that regard, consider the eight-state trellis of Ungerboeck [1] reproduced here in Fig. 5.44, with a state transition matrix given by

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 0 & 4 & 2 & 6 & 1 & 5 & 3 & 7 \\ 2 & 3 & 4 & 0 & 6 & 2 & 1 & 5 & 3 & 7 \\ 3 & 4 & 0 & 6 & 2 & 1 & 5 & 3 & 7 & 1 & 5 \\ 4 & 5 & 2 & 6 & 0 & 4 & 3 & 7 & 1 & 5 & 3 \\ 5 & 6 & 3 & 7 & 1 & 5 & 3 & 7 & 1 & 5 & 3 \\ 6 & 7 & 6 & 2 & 4 & 0 & 7 & 3 & 5 & 1 & 3 \\ 7 & 8 & 7 & 3 & 5 & 1 & 3 & 7 & 1 & 5 & 3 \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

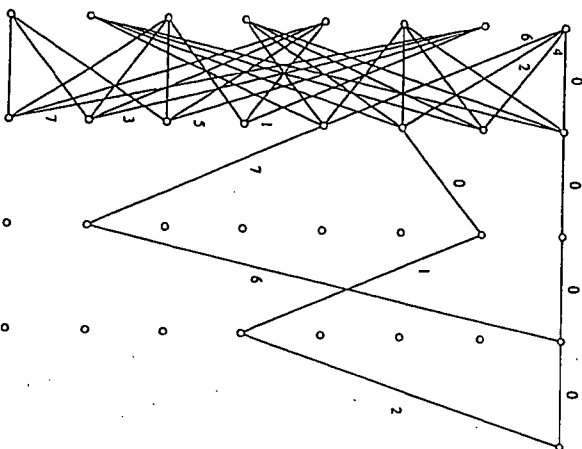


FIGURE 5.44 Eight-state trellis code for 8-PSK.

For this assignment the two shortest paths that, depending on the amount of asymmetry, yield the minimum distance from the all-zero path are 6, 7, 6 and 2, 0, 1, 2. The squared distances for these paths are, respectively,

$$d^2(6, 7, 6) = 4 + 4 \sin^2\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\psi}{2}\right) = 6 - 2 \sin \psi \quad (5.67)$$

$$d^2(2, 0, 1, 2) = 4 + 4 \sin^2 \frac{\psi}{2} = 6 - 2 \cos \psi.$$

Equating these distances and solving for ψ , we again find that the optimum value corresponds to the symmetric constellation, $\psi = \pi/4$. Thus once again there is no gain due to asymmetry. Substituting $\psi = \pi/4$ into (5.67) gives

$$d_{\text{free}}^2 = 6 - \sqrt{2} = 4.586 \quad (5.68)$$

and a gain relative to an uncoded 4-PSK of

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{6 - \sqrt{2}}{2} = 3.60 \text{ dB}. \quad (5.69)$$

Since d_{free}^2 of (5.68) is indeed larger than 4, the trellis of Fig. 5.44 is preferred over any configuration with parallel transitions.

Sixteen-state trellis

Since we have already demonstrated that an 8-state trellis with no parallel transitions has a d_{free}^2 that exceeds the maximum distance due to parallel transitions, it is not necessary to consider a 16-state trellis with parallel transitions. Instead, we go directly to the fully connected trellis of Fig. 5.45 as considered by Ungerboeck [1], with a state transition matrix given by

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 4 & 2 & 6 & 1 & 5 & 3 & 7 & 4 & 0 & 6 & 2 & 5 & 1 & 7 & 3 \\ 2 & 6 & 0 & 4 & 3 & 7 & 1 & 5 & 6 & 2 & 4 & 0 & 7 & 3 & 5 & 1 \\ 4 & 0 & 6 & 2 & 5 & 1 & 7 & 3 & 0 & 4 & 2 & 6 & 1 & 5 & 3 & 7 \\ 6 & 2 & 4 & 0 & 7 & 3 & 5 & 1 & 2 & 6 & 0 & 4 & 3 & 7 & 1 & 5 \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

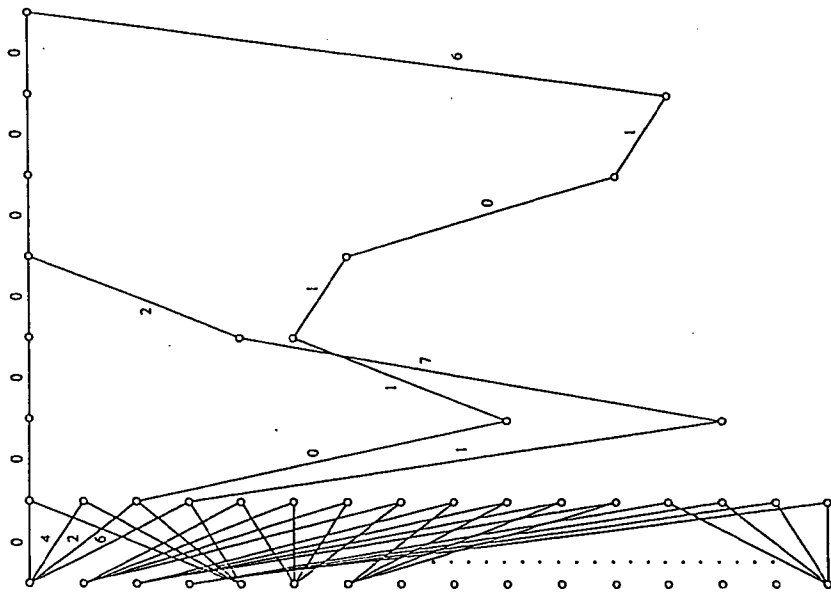


FIGURE 5.45 Sixteen-state code for 8-PSK.

For this assignment, the two shortest paths that, depending on the amount of asymmetry, yield the minimum distance from the all-zeros path are 6, 1, 7, 2 and 2, 0, 1, 1, 0, 1, 6. The first of these paths (the one of length 4), discovered by Ungerboeck [1], is concerned only with symmetric M -PSK constellations. The second one, which indeed allows a slight gain to be achieved with asymmetry, does

not show up until one investigates paths of length 7. This once again emphasizes the point that paths of all lengths (up to some reasonable limit) must be looked at before deciding whether or not there can exist a gain due to asymmetry.

The squared distances for the two paths above are, respectively,

$$d^2(6, 1, 7, 2) = 8 - 2(\sin \phi + \cos \phi) \quad (5.71)$$

$$d^2(2, 0, 1, 1, 0, 1, 6) = 10 - 6 \cos \phi.$$

Equating these two distances gives the optimum asymmetric 8-PSK design corresponding to

$$\cos \phi = \frac{4}{5} \Rightarrow \phi = 0.6435 \text{ rad} \quad (5.72)$$

$$d_{\text{free}}^2 = \frac{26}{5} = 5.20.$$

It should also be pointed out that the length-8 path 6, 7, 0, 0, 7, 7, 6, which has the squared distance

$$d^2(6, 7, 0, 0, 7, 7, 6) = 10 - 6 \sin \phi \quad (5.73)$$

can be used to determine an alternative optimum asymmetric 16-PSK constellation with $\phi = (\pi/2) - 0.6435$ rad and the same value of d_{free}^2 . The gain due to asymmetry is

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{26/5}{8 - 2\sqrt{2}} = 0.024 \text{ dB} \quad (5.74)$$

and the gains relative to uncoded 4-PSK are

$$\eta(\text{asymm}) = 10 \log_{10} \frac{26/5}{2} = 4.15 \text{ dB}$$

$$\eta(\text{symm}) = 10 \log_{10} \frac{8 - 2\sqrt{2}}{2} = 4.126 \text{ dB}. \quad (5.75)$$

Although the gain due to asymmetry is so small as to be only of academic interest, it points out the curious fact that whereas asymmetry provided no advantage with 4- and 8-state trellises, a theoretical gain once again becomes achievable when the complexity is increased to 16 states.

5.6.4 Best Rate 3/4 Codes Combined with Asymmetric 16-PSK (A16-PSK)

The signal partitioning for trellis-coded A16-PSK follows the same steps as those leading to the partitionings in Figs. 5.33 and 5.34. For a rate 3/4 code, there

which, when equated, give the optimum A16-PSK design with

$$\tan \frac{\phi}{2} = 1 - \sqrt{2 - \sqrt{2}} \Rightarrow \phi = 0.46 \text{ rad} \quad (5.83)$$

$$d_{\text{free}}^2 = 1.38.$$

For the symmetric case, the path 2, 1, 2 has the shorter distance, which from (5.82) becomes

$$d_{\text{free}}^2 = 1.324. \quad (5.84)$$

Thus the gain due to asymmetry is

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{1.38}{1.324} = 0.18 \text{ dB} \quad (5.85)$$

and the gains relative to the uncoded 8-PSK system are

$$\eta(\text{asymm}) = 10 \log_{10} \frac{1.38}{2 - \sqrt{2}} = 3.72 \text{ dB} \quad (5.86)$$

$$\eta(\text{symm}) = 10 \log_{10} \frac{1.324}{2 - \sqrt{2}} = 3.54 \text{ dB}.$$

Eight-state trellis

The eight-state trellis for A16-PSK is as illustrated in Fig. 5.39, except that the signal assignments are now defined by the state transition matrix given as

$$T = \begin{array}{c|cccccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ \hline 1 & C_0 & C_2 & & & & & & \\ 2 & & C_3 & C_1 & & & & & \\ 3 & & & & C_2 & C_0 & & & \\ 4 & & & & & & C_1 & C_3 \\ \hline 5 & C_1 & C_0 & & C_3 & & & & \\ 6 & & & C_1 & C_3 & & C_0 & C_2 \\ 7 & & & & & C_0 & C_2 & C_3 \\ 8 & & & & & & & C_1 \end{array} \quad (5.87)$$

$$C_0 = 0, 4, 8, 12 \quad C_1 = 2, 6, 10, 14$$

$$C_2 = 1, 5, 9, 13 \quad C_3 = 3, 7, 11, 15$$

and only the subscript of C was used as an index for the signal assignment in the trellis in Fig. 5.39. Since we are only interested in determining the minimum-distance paths through the trellis, we can simplify the state transition matrix (5.87) by considering only the signal points that are the minimum distance from signal

point 0. As such, the "reduced" state transition matrix is

$$T = \begin{array}{c|cccccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ \hline 1 & 0 & 2 & & & & & & \\ 2 & & 1 & 15 & & & & & \\ 3 & & & & 2 & 0 & & & \\ 4 & & & & & & 15 & 1 \\ \hline 5 & 2 & 0 & & & & & & \\ 6 & & 15 & & 1 & 0 & 2 & & \\ 7 & & & & & & & 1 & 15 \\ 8 & & & & & & & & \end{array} \quad (5.88)$$

The minimum-distance paths are still the paths illustrated in Fig. 5.39, which, using (5.76), now have the distances

$$d^2(2, 1, 2, 2) = 8 - 3\sqrt{2} - 2\cos\phi \quad (5.89)$$

$$d^2(2, 15, 0, 2) = 8 - 2\sqrt{2} - 4\cos\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)$$

$$d^2(2, 1, 0, 1, 15, 0, 2) = 10 - 2\sqrt{2} - 4\cos\phi - 2\cos\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)$$

We note that, unlike the 8-PSK case, the length-4 (solid) and the length-7 (dashed) paths do not have the same distance. In fact, the length-7 path is, for all values of ϕ , closer in distance to the all-zeros path. Thus, to find the optimum asymmetric design, we equate the distance of the length-5 and length-7 paths, which results in

$$\tan \frac{\phi}{2} = 0.1637 \Rightarrow \phi = 0.3244 \text{ rad} \quad (5.90)$$

$$d_{\text{free}}^2 = 1.589$$

and a gain due to asymmetry of

$$\eta = 10 \log_{10} \frac{1.589}{1.476} = 0.319 \text{ dB}. \quad (5.91)$$

Finally, the gains relative to an uncoded 8-PSK are

$$\eta(\text{asymm}) = 10 \log_{10} \frac{1.589}{2 - \sqrt{2}} = 4.333 \text{ dB} \quad (5.92)$$

$$\eta(\text{symm}) = 10 \log_{10} \frac{1.476}{2 - \sqrt{2}} = 4.014 \text{ dB}.$$

The results for the 2-, 4-, 8-, and 16-state cases of trellis-coded symmetric and asymmetric 4-, 8-, and 16-PSK modulations are summarized in Table 5.10.

TABLE 5.10 Performance of Rate $n/(n+1)$ Trellis-Coded M -PSK Versus Uncoded $M/2$ -PSK.

Number of Modulation Levels, $M = 2^{n+1}$	Number of Parallel Transitions Between States	Number of States in Trellis	d_{min}^u for Uncoded Modulation with $M/2$ Levels	d_{min}^c for Coded Symmetric	d_{min}^c for Coded Asymmetric	ϕ_{opt} (rad)	Gain (dB) of Symmetric Coded M -PSK over Uncoded $M/2$ -PSK	Gain (dB) of Asymmetric Coded M -PSK over Symmetric Coded M -PSK
4	1	2	4	6	8	π	1.76	1.25
4	1	4	4	10	$32/3 = 10.67$	1.91	3.98	0.28
4	1	8	4	12	$40/3 = 13.33$	1.23	4.77	0.46
8	2	2	2	$4 - \sqrt{2} = 2.586$	4	$\pi/2$	1.116	1.895
8	2	4	2	4	4	$\pi/4$	3.01	0.00
8	1	8	2	$6 - \sqrt{2} = 4.586$	$6 - \sqrt{2} = 4.586$	$\pi/4$	3.60	0.00
8	1	16	2	$8 - 2\sqrt{2} = 5.172$	$26/5 = 5.20$	0.6435	4.13	0.024
16	4	2	$2 - \sqrt{2}$	0.738	1.172	$\pi/4$	1.00	2.01
16	4	4	$2 - \sqrt{2}$	1.324	1.380	0.46	3.54	0.18
16	4	8	$2 - \sqrt{2}$	1.476	1.589	0.3244	4.014	0.319
16	4	16	$2 - \sqrt{2}$	1.628	1.628	$\pi/8$	4.440	0.00



FIGURE 5.47 Asymmetric 4-AM signal set.

5.6.5 Best Rate $1/2$ Codes Combined with Asymmetric 4-AM

Suppose that as in Section 5.6.2, we want to transmit one bit per symbol time. Another way of doing this is to use a rate $1/2$ trellis code with 4-AM. In particular, we select the asymmetric 4-AM signal set illustrated in Fig. 5.47, where each of the four signal points has been moved by $\pm\Delta$ from their nominal positions; that is, setting $\Delta = 0$ produces the conventional symmetric constellation. The average power of the signal set in Fig. 5.47 is

$$P_{av} = 5 - 2\Delta + \Delta^2. \quad (5.93)$$

Consider the two-state trellis diagram illustrated in Fig. 5.48 with the assignment of 4-AM signals to different branches according to the set-partitioning method. The superstate transition diagram corresponding to Fig. 5.48 is derived from (5.29) and illustrated in Fig. 5.49. Calculating the transfer function $T(D, I)$, we get

$$T(D, I) = \frac{2a(c+d)}{1-2b}$$

$$a = \frac{1}{2} D^{16} I^{r_{10}},$$

$$b = \frac{1}{2} D^{4(1-\Delta)^2/r_{10}} \quad (5.94)$$

$$c = \frac{1}{2} D^{4(1+\Delta)^2/r_{10}},$$

$$d = \frac{1}{2} D^{4(1+\Delta)^2/r_{10}}.$$

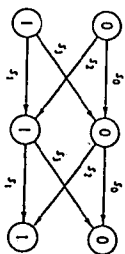


FIGURE 5.48 Two-state trellis diagram for asymmetric 4-AM.

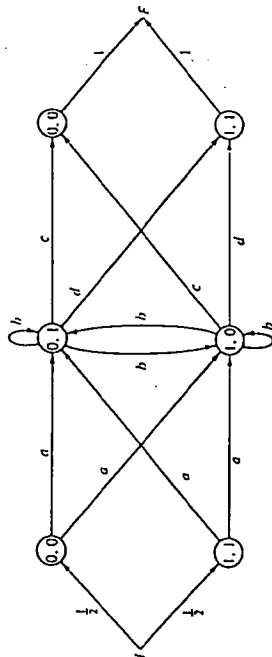


FIGURE 5.49 Pair-state transition diagram for the trellis diagram of Fig. 5.48.

Differentiating $T(D, l)$ with respect to l and evaluating at $l = 1$ gives the upper bound on average bit error probability:

$$P_b \leq \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b d_{\text{free}}^2}{N_0}} \right) \frac{1 + y^4}{(1 - y)^2} \quad (5.95)$$

where

$$y = Z^{-4}(1 - \Delta)/r_n. \quad (5.96)$$

To find the optimum asymmetric 4-AM signal set, we may choose Δ to minimize P_b . Here the optimum Δ will depend on the Bhattacharyya parameter Z , defined in (5.25).

As mentioned previously, for large enough SNR, we may equivalently optimize the signal set by maximizing the normalized (by the average energy) free Euclidean distance. From the superstate transition diagram of Fig. 5.49, we get

$$d_{\text{free}}^2(\text{asym}) = \frac{16 + 4(1 + \Delta)^2}{P_n} \quad (5.97)$$

which approaches the maximum value

$$d_{\text{free}}^2(\text{asym}) = 8 \quad (5.98)$$

asymptotically as Δ approaches unity. Note that for $\Delta = 1$, the two pairs of signal points merge together. Thus, to avoid obtaining a catastrophic code, we can approach the limiting value of (5.98), but never reach it.

For the symmetric 4-AM, setting $\Delta = 0$ in (5.97) gives $d_{\text{free}}^2(\text{sym}) = 4$. Thus, for this simple case, the coding gain using an asymmetric signal set rather than a symmetric set asymptotically approaches 3 dB. In practice, Δ would be

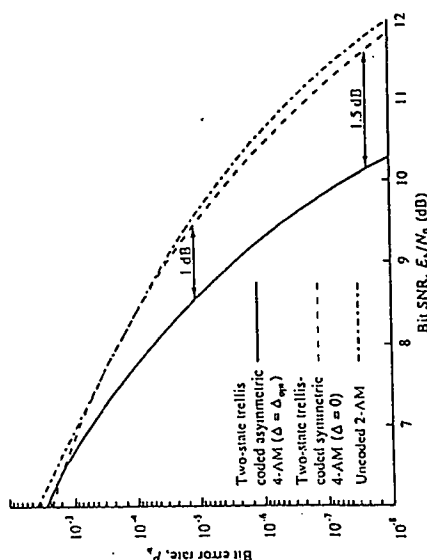


FIGURE 5.50 Performance of rate 1/2, two-state, trellis-coded symmetric and asymmetric 4-AM.

optimized by minimizing P_b of (5.95) as discussed previously. The bit error rate as a function of bit SNR is illustrated in Fig. 5.50.

Table 5.11 presents the performance of trellis-coded M -AM for symmetric and asymmetric signal sets and several different code memories. Included in this table are the relative gain of trellis-coded symmetric M -AM over uncoded $M/2$ -AM and the additional gain obtained by making the signal set asymmetric. Note that for a two-state trellis code, the total gain of the trellis-coded asymmetric M -AM relative to uncoded $M/2$ -AM is 3 dB, independent of the value of M .

5.6.6 Trellis-Coded Asymmetric 16-QAM

Consider again a two-state trellis code combined now with the asymmetric 16-QAM signal set illustrated in Fig. 5.32. Using the set-partitioning method, we get the four sets

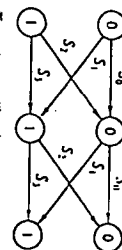
$$\begin{aligned} S_0 &= \{s_0, s_2, s_8, s_{10}\} \\ S_1 &= \{s_3, s_7, s_{13}, s_{15}\} \\ S_2 &= \{s_4, s_{14}, s_5, s_{16}\} \\ S_3 &= \{s_1, s_{11}, s_6, s_9\}. \end{aligned} \quad (5.99)$$

TABLE 5.11 Performance of Rate $n/(n+1)$ Trellis-Coded M-AM Versus Uncoded M/2-AM.^a

Number of Modulation Levels, $M = 2^n$	Number of Transitions Between States	Number of States in Trellis	d_{min}^2 for Uncoded Modulation with $M/2$ Levels	d_{min}^2 for Coded Symmetric	d_{min}^2 for Coded Asymmetric	Δ_{opt} ^b	Gain (dB) of Symmetric Coded M-AM over Uncoded M/2-AM	Gain (dB) of Asymmetric Coded M-AM over Symmetric Coded M-AM
4	1	2	4	4	8	1	0	
4	1	4	4	36/5	8	$3 - \sqrt{8}$	2.552	3.01
4	1	8	4	8	9.17	$3 - \sqrt{8}$	3	0.458
8	2	2	4/5	20/21	8/5	1	0.76	2.24
8	2	4	4/5	12/7	$\frac{32-8\sqrt{8}}{8-\sqrt{8}}$	$3 - \sqrt{8}$	3.31	0.24
8	1	8	4/5	40/21	$\frac{56-16\sqrt{8}}{8-\sqrt{8}}$	$3 - \sqrt{3}$	3.77	0.38
16	4	2	4/21	20/85	8/21	1	0.918	2.092
16	4	4	4/21	36/85	$\frac{32-8\sqrt{8}}{24-\sqrt{8}}$	$3 - \sqrt{8}$	3.47	0.192
16	2	8	4/21	40/85	$\frac{56-\sqrt{8}}{24-\sqrt{8}}$	$3 - \sqrt{8}$	3.93	0.328

^a Symmetric M-AM points are $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)/2$.^b Δ , Shift of all M points away from their nominal positions to produce a symmetric set of M points (center of gravity remains fixed at zero).

FIGURE 5.51 Two-state trellis diagram for asymmetric 16-QAM.



The assignment of these signal sets to the trellis diagram is as shown in Fig. 5.51. The normalized square distances between these sets are given by

$$d^2(S_0, S_1) = d^2(S_2, S_3) = \frac{8}{10}$$

$$d^2(S_0, S_2) = d^2(S_1, S_3) = \frac{8}{10} \sin^2 \frac{\psi}{2} \quad (5.100)$$

$$d^2(S_0, S_3) = d^2(S_1, S_2) = \frac{8}{10} (1 + \sin \psi + \sin^2 \frac{\psi}{2})$$

The free Euclidean distance is determined by an error event of length 2. Thus, using (5.100), we get

$$d_{free}^2(\text{asym}) = d^2(S_0, S_1) + d^2(S_0, S_2) \quad (5.101)$$

For the symmetric 16-QAM set ($\psi = -\pi/2$), (5.101) becomes $d_{free}^2(\text{sym}) = 12/10$, whereas the asymmetric case is optimized when $\psi = 0$, in which case (5.101) becomes $d_{free}^2(\text{asym}) = 16/10$. Again, this limiting case cannot be achieved with a noncatastrophic code, so one must back away from $\psi = 0$. Nevertheless, the limiting value of coding gain is $10 \log_{10}(1.6/1.2) = 1.25$ dB.

In summary, in this section, some asymmetry into the constellation design of a combined modulation trellis-coding system has been introduced, which has resulted in improvement of system performance under certain circumstances. The performance gain has been analyzed for M-PSK, M-AM, and 16-QAM.

REFERENCES

1. G. Ungerboeck, "Channel coding with multi-level/phase signals," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
2. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part I: Introduction," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 25, pp. 5-12, Feb. 1978.
3. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part II: State of the art," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 25, pp. 12-22, Feb. 1987.
4. R. CALDERBANK and J. E. MAZU, "A new description of trellis codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. IT-30, pp. 784-791, Nov. 1984.
5. M. Tuncel, "Minimal complexity design of analytically described trellis codes," thesis for the degree of Master of Science, Queen's University.

Kingston, Ontario, Canada, Aug. 1987; see also, *Proc. International Conference on Communications*, Philadelphia, Pa., June 12-15, 1988; and *IEEE Trans. Comm.*, Sept. 1990.

6. M. K. SIMON and D. DIVSALAR, "A new description of combined trellis coding with asymmetric modulation," *JPL Publication*, Pasadena, Calif., pp. 43-55, July 15, 1985.
7. J.-E. POKATH, "Algorithms for converting convolutional codes from feedback to feedforward form and vice versa," *Electron. Lett.*, July 1989; see also *Technical Report 7*, Chalmers University of Technology, Division of Information Theory, Goteberg, Sweden, June 1987.
8. D. DIVSALAR and J. H. YUEN, "Performance of convolutionally coded unbalanced QPSK systems," *Proc. National Telecommunications Conference*, Houston, Tex., pp. 14.5.1-14.5.7, Nov. 1980.
9. D. DIVSALAR and J. H. YUEN, "Asymmetric MPSK for trellis codes," *Proc. Globecom '84*, Atlanta, Ga., pp. 20.6.1-20.6.8, Nov. 1984.
10. M. K. SIMON and D. DIVSALAR, "Combined trellis coding with asymmetric MPSK modulation," *JPL Publication 83-24*, Pasadena, Calif., May 1, 1985.
11. D. DIVSALAR and M. K. SIMON, "Combined trellis coding with asymmetric modulations," *Proc. Globecom '85*, New Orleans, La., Dec. 2-5, 1985.
12. D. DIVSALAR, M. K. SIMON, and J. H. YUEN, "Trellis coding with asymmetric modulations," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-35, No. 2, Feb. 1987.
13. R. BOZOVIC, D. L. SCHILLING, and A. ISIAK, "Noncoherent detection of trellis coded continuous phase multilevel-FM," *Proc. ICC '87*, Seattle, Wash., June 7-10, 1987.

6 CHAPTER

Multidimensional Modulations

We have learned so far that to improve the performance of a TCM scheme based on a given signal constellation, the number of states should be increased. However, as this number exceeds a certain value, the coding gain increases more slowly. Thus, if the signal constellation is not changed, returns are progressively diminishing. Now, how should we change the constellation in order to increase the coding gain of a TCM scheme? In this chapter we consider using *multidimensional signals*; Chapter 7 is devoted to a different solution, *multiple TCM*.

Motivation for the use of multidimensional signals for digital transmission dates back to the work of Shannon. In his celebrated analysis of the limit performance achievable in digital communication over a given channel, he recognized [1] that the performance of a signal constellation used to transmit digital information over the additive white Gaussian noise channel can be improved by increasing M , the dimensionality of the signal set used for transmission. In particular, as the dimension number grows to infinity, the performance tends to an upper limit that defines the capacity of the channel (see also [2]). Heuristically, as the number of dimensions grows we have more space to accommodate the signals, and hence the distance between signal points increases. In turn, a greater distance between signal points means (at least for high-enough signal-to-noise ratios) a smaller error probability. The price to pay for an improvement in performance when the dimensionality is increased is essentially the increase in complexity of the modulator and the demodulator. If we are willing to pay this price, multidimensional signaling is certainly an attractive proposition.

Uncoded four-dimensional signal sets were considered by Welfi and Lee [3], Zetterberg and Brändström [4], Wilson et al. [5], and Biglieri and Elia [6, 7]. Four-dimensional signals have a special appeal, because besides being the closest thing to the widely used two-dimensional sets, they can be implemented in radio communications without any increase in bandwidth, by utilizing two spatially orthogonal electric field polarizations for transmitting on the same carrier frequency. Welfi-Lee codes are essentially subsets or translations of the lattice consisting of the points in the four-dimensional space whose integer coordinates have an even sum. Zetterberg-Brändström designs are based on quaternions groups, and their signals are constrained to have an equal energy. Wilson et al. consider four-dimensional signal sets based on subsets of lattice packings, which are known to afford simplification of encoding and decoding procedures. Gershko and Lawrence [8] consider four- and eight-dimensional signal sets with two information bits per dimension.